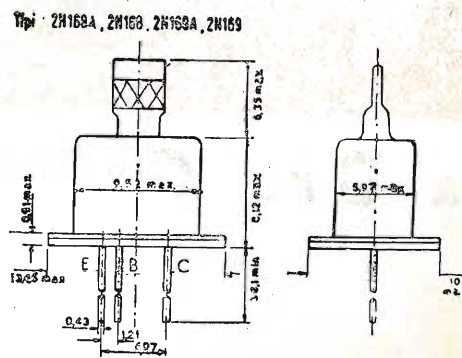
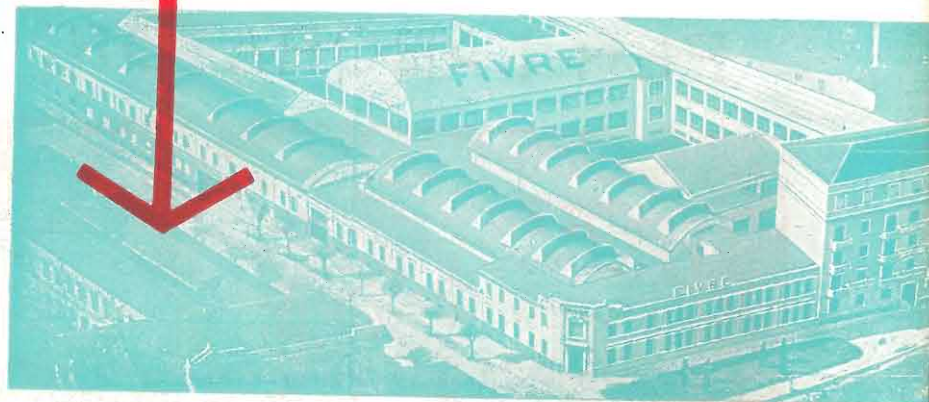
TV

# l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

NUMERO 7

Anno XXXII - Luglio 1960

LIRE 350

# transistori

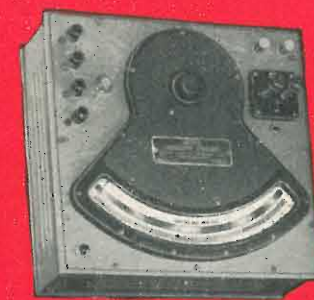
| Nuova serie per la completa transistorizzazione dei radioricevitori portatili - Funzionamento da 3 a 12 V. | | | | |
|---|---|---|---|---|
| TIPO | | IMPIEGO | Max. Guad. di Potenza (db) | Max. Poten Uscita Indist. (mw) |
| A giunzione NPN | 2 N 168 A | Convertitore | 39 | — |
| | 2 N 168 | 1° Stadio F. I | 39 | — |
| | 2 N 169 A | 2° Stadio F. I. | 36 | — |
| | 2 N 169 | Amplif. F. I. Rivel. | 36 | — |
| A giunzione PNP | 2 N 19 F | Pream. Audio Classe A | 40 | 35 |
| | 2 N 18 FA | Finale Audio Classe A | 32 | 90 |
| | | Finale Audio Classe B | 30 | 750 |
| | 2 N 18 F | Finale Audio Classe B | 30 | 300 |

| Transistori per tutti gli impieghi audio a basso e medio livello di potenza e per servizio in regime impulsivo | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| TIPO | | Dissipazione di collett.* (mw) | Max. Tens. coll. - base (Volt.) | Amplif. di corr. hfb α | Corren. d'interdiz. Ico** (μA) |
| A giunzione PNP | 2 N 43 | 150 | — 45 | —0,98 | 10 |
| | 2 N 44 | 150 | — 45 | —0,955 | 10 |
| | 2 N 45 | 150 | — 45 | —0,92 | 10 |

* A 25° C in aria libera e senza radiatore
** VcB = — 45 ; T = 25° C

Tipi : 2N168A, 2N168, 2N169A, 2N169

# FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

Via Guastalla 2 - Tel. 700.335 - 700.535 - MILANO

Wattmetro da laboratorio
Modello 326

Pila campione
Modello 4

Amperometro campione
portatile Modello 370

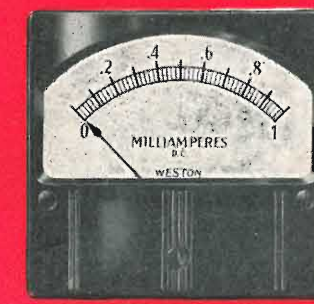
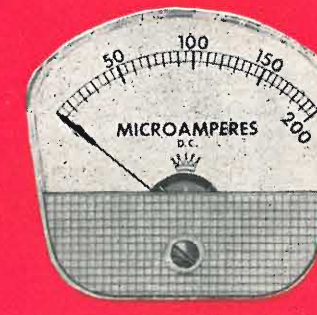
# STRUMENTI WESTON

Millivoltmetro
Modello 622

Analizzatore supersensibile
Modello 779

Luxmetro portatile
Modello 756

# PER LABORATORI E INDUSTRIE

Strumenti portatili
Modello 433 - 432 - 931

Strumenti da pannello
Modello 961

Strumenti da pannello
serie "Corona"

# ING. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

Telegr.: Ingbelotti Milano

**MILANO**
PIAZZA TRENTO, 8

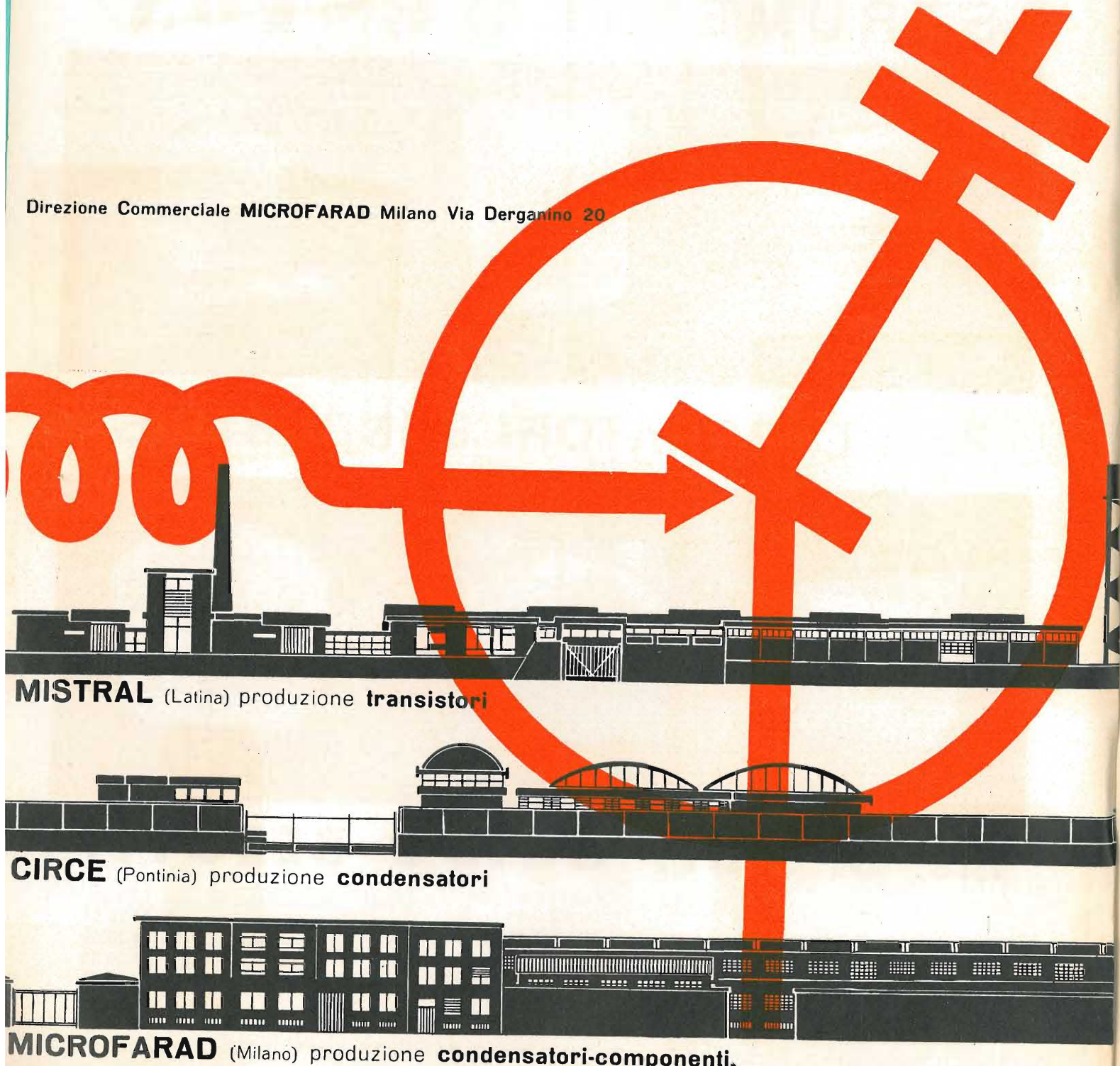
Telefoni 54.20.51 54.20.52 54.20.53 54.20.20

**GENOVA**
Via G. D'Annunzio, 1-7
Telef. 52.309

**ROMA**
Via del Tritone, 201
Telef. 671.709

**NAPOLI**
Via Medina, 61
Telef. 323.279

il più
grande complesso
italiano
specializzato
nella produzione
di
***componenti elettronici***

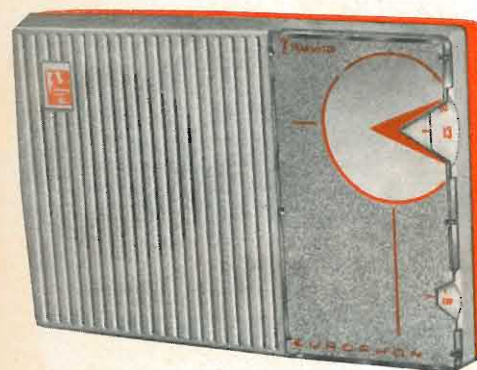
Direzione Commerciale **MICROFARAD** Milano Via Derganino 20

**MISTRAL** (Latina) produzione **transistori**

**CIRCE** (Pontinia) produzione **condensatori**

**MICROFARAD** (Milano) produzione **condensatori-componenti.**

# EUROPHON

RICEVITORI A MOD. DI FREQUENZA · TRANSISTORI · TELEVISORI · RADIOFONOGRAFI PORTATILI · GIRADISCHI · LUCIDATRICI · FONOVALIGIE AMPLIFICATE

**ES 200** - Con giradischi a 4 velocità • Apparecchio a modulazione di frequenza • 6 valvole • Onde Medie - Onde Corte - FM - Fono • Comandi a tastiera anche per regolazione toni • Altoparlante elittico frontale mm. 125, potenza d'uscita 3,5 W • Cambio tensione univ. • Dimensioni: 41 x 32,5 x 23 • Peso: Kg. 7,300 **L. 29.500**

**SB 61** - 7 Transistori + 2 Diodi • Altoparlante mm. 70, potenza d'uscita 220 mW • Batteria alimentazione 9 Volts • Autonomia 120 h. • Mobile in plastica bicolore • Custodia in vinilpelle • Dimensioni: 17 x 3 x 11,5 • Peso: Kg. 0,535 **L. 18.500**

**ES 60** - A modulazione di frequenza • 6 valvole • Onde Corte - Onde Medie - FM - Fono • Mobile in plastica bicolore • Comandi a tastiera • Altoparlante mm. 100, potenza d'uscita 2,5 W • Cambio tensione universale • Dimensioni: 32,5 x 14,5 x 19 • Peso: kg. 3,100

**qualità**

**eleganza**

**AM 61** - A 4 velocità • 3 valvole • Regolazione toni a tastiera • Potenza d'uscita 2,5 W • Cambio tensione universale • Dimensioni: 33 x 38 x 14,5 • Peso: Kg. 5,050 **L. 17.000**

**022" - 110°** - Mobile in legno pregiato • Completo di stabilizz. • Dimensioni: cm. 58 x 42,7 x 35 • Peso: Kg. 33,000 **L. 122.000**

**LUCIDATRICE ASPIRANTE a dieci spazzole**
3 spazzole tampico • 3 spazzole feltro • 3 spazzole setola • 1 spazzola aspirante • Peso: Kg. 11

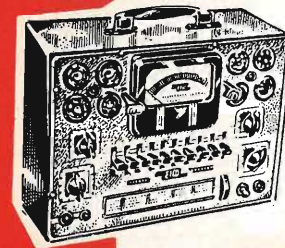
OSCILLOSCOPIO 5" Mod. 425K

GENERATORE DI SEGNALI B.F. onda quadra e sinusoidale Mod. 377K

OSCILLOSCOPIO 7" Mod. 470K

Mod. 315K GENERATORE DI SEGNALI RF (tipo lusso)

PROVATUBI R.C. Mod. 630 K

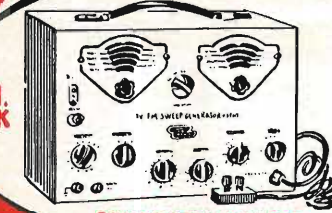
Mod. 145 K ANALIZZATORE A ELETTROSONDA RETTIFICATRICE

# Radiotecnici!

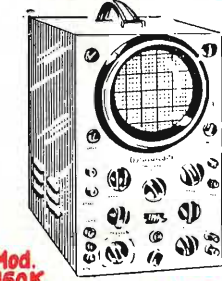
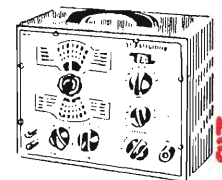
EICO ...nomizzate...

... Costruitevi gli strumenti con grande risparmio

PONTE DI MISURA R.C. e COMPARATORE R.C.L. Mod. 950 K

PROVAVALVOLE Mod. 625 K

## LA SERIE D'ORO DEL SERVIZIO TV!

Mod. 368 K GENERATORE SWEEP MARKER

Mod. 232K VOLTMETRO ELETTRON.^CO

Mod. 460 K OSCILLOSCOPIO 5" A LARGA BANDA 0-45 MHZ

Mod. 324K GENERATORE DI SEGNALI RF

CALIBRATORE DI TENSIONE Mod. 495 K

Mod. 388 K

VOLTMETRO ELETTRONICO Mod. 221 K

## Scatole di montaggio e strumenti montati

EICO ELECTRONIC INSTRUMENT CO. NEW YORK

COMMUTATORE ELETTRONICO

Mod. 944 K PROVA TRAST. EAT E GIOGO DEFLESS.

SCATOLA A DECADI DI CONDENS. Mod. 1180 K

Mod. 1171 K SCATOLA A DECADI DI RESIST.

ELETTROSONDE

SCATOLA SOSTIT.^NE RESISTENZE Mod. 1100 K

GENERATORE DI BARRE Mod. 352 K

Distributori esclusivi per l'Italia:

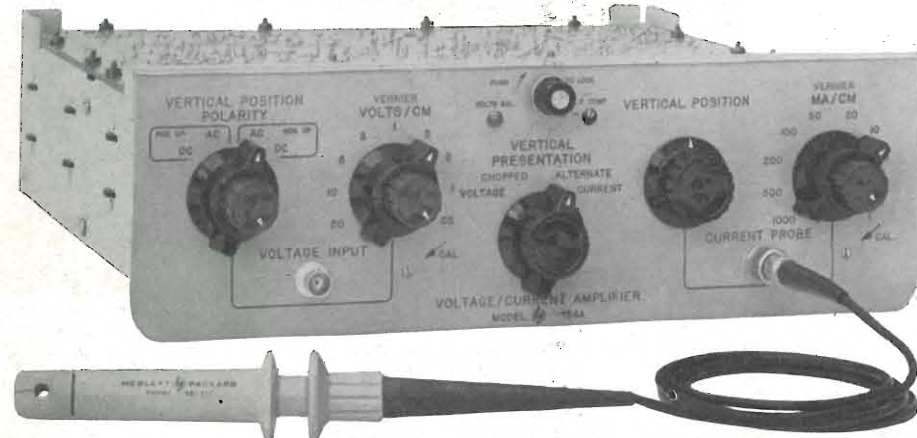
# PASINI & ROSSI GENOVA

VIA SS. GIACOMO E FILIPPO, 31 - TELEF. 893465 - TELEG. PASIROSSI

MILANO: VIA ANTONIO DA RECANATE, 4 - TELEF. 278855

# HEWLETT - PACKARD

## NUOVO! AMPLIFICATORE mod. 154A - A DUE TRACCE

PER L'USO CON L'OSCILLOSCOPIO MOD. 150 - A

**VISIONE CONTEMPORANEA DELLE CORRENTI E DELLE TENSIONI! Mediante l'uso di un probe a pinza, senza dover ricorrere all'interruzione del circuito e senza caricarlo.**

**CORRENTI: da 1 mA./cm. a 1.000 mA./cm. • TENSIONI: dalla c.c. a 10 MHz.**

## NUOVA! CAMERA 196A

PER FOTOGRAFIA IMMEDIATA ALL'OSCILLOSCOPIO
L'IMMAGINE DEFINITIVA IN UN MINUTO

**NUOVE POSSIBILITA' COL FILM POLAROID ULTRASENSIBILE!**

**FINO AD 11 IMMAGINI SULLO STESSO FOTOGRAMMA (cm. 4 x 10)!**

**RAPIDITA' DELL'OPERAZIONE E ALTA DEFINIZIONE DELL'IMMAGINE!**

### Oscilloscopio - UP

**Mod. 150/AR da c.c. a 10 Mc.**

Una preselezione assicura un ottimo sganciamento - 24 tempi di sweep a lettura diretta - sweep da 0,2 μsec./cm. a 15 sec./cm. - con espansore di spazzolamento fino a X100 - 4 units amplificatrici inseribili a spina (plug-in units): **mod. 151B** amplificatore ad alto guadagno, **mod. 152B** amplificatore a doppia traccia, **mod. 153A** amplificatore differenziale ad alto guadagno, **mod. 154A** amplificatore per misure di tensioni/correnti.

**Mod. 130B/BR da c.c. a 300 kC.**

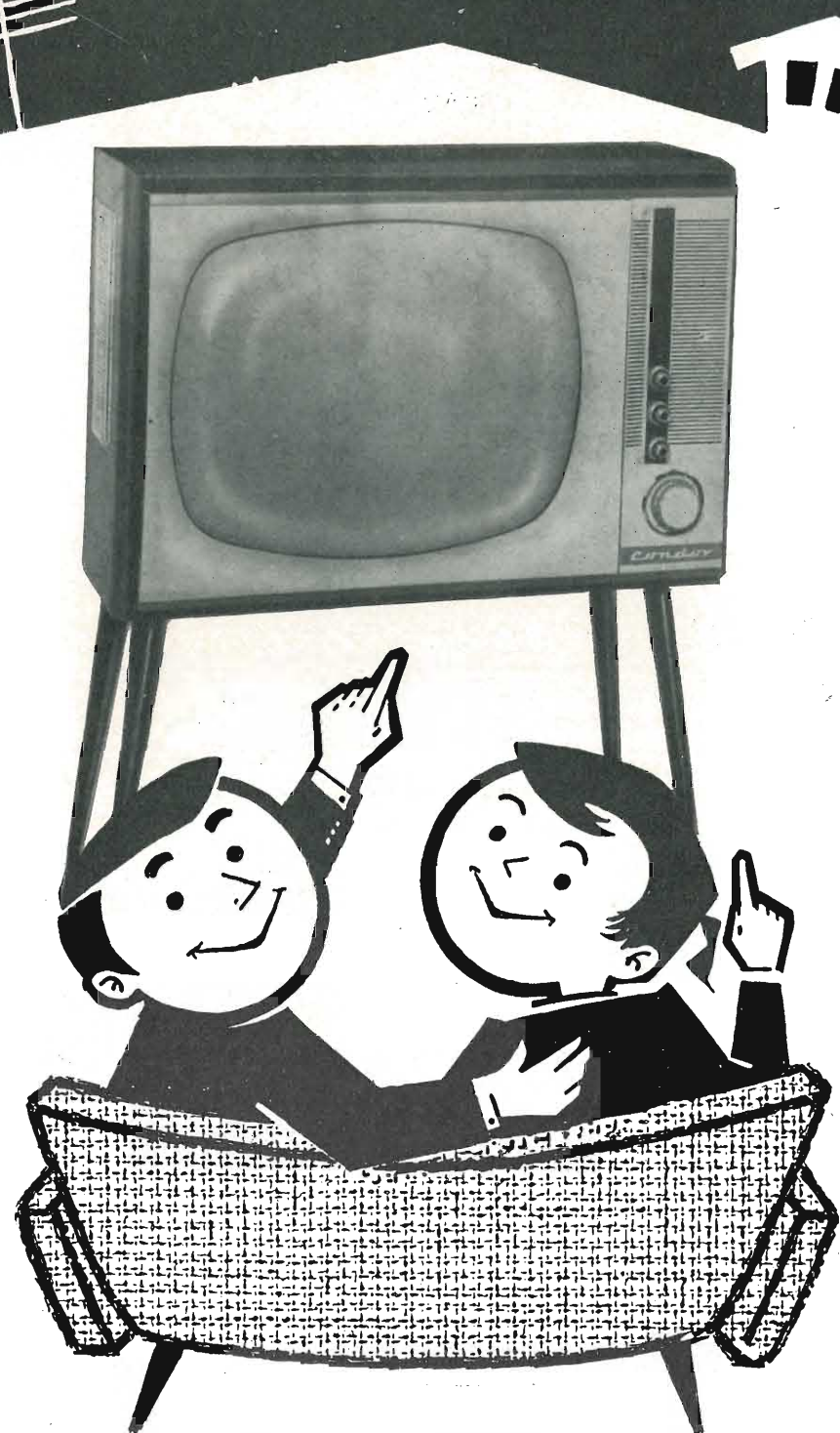
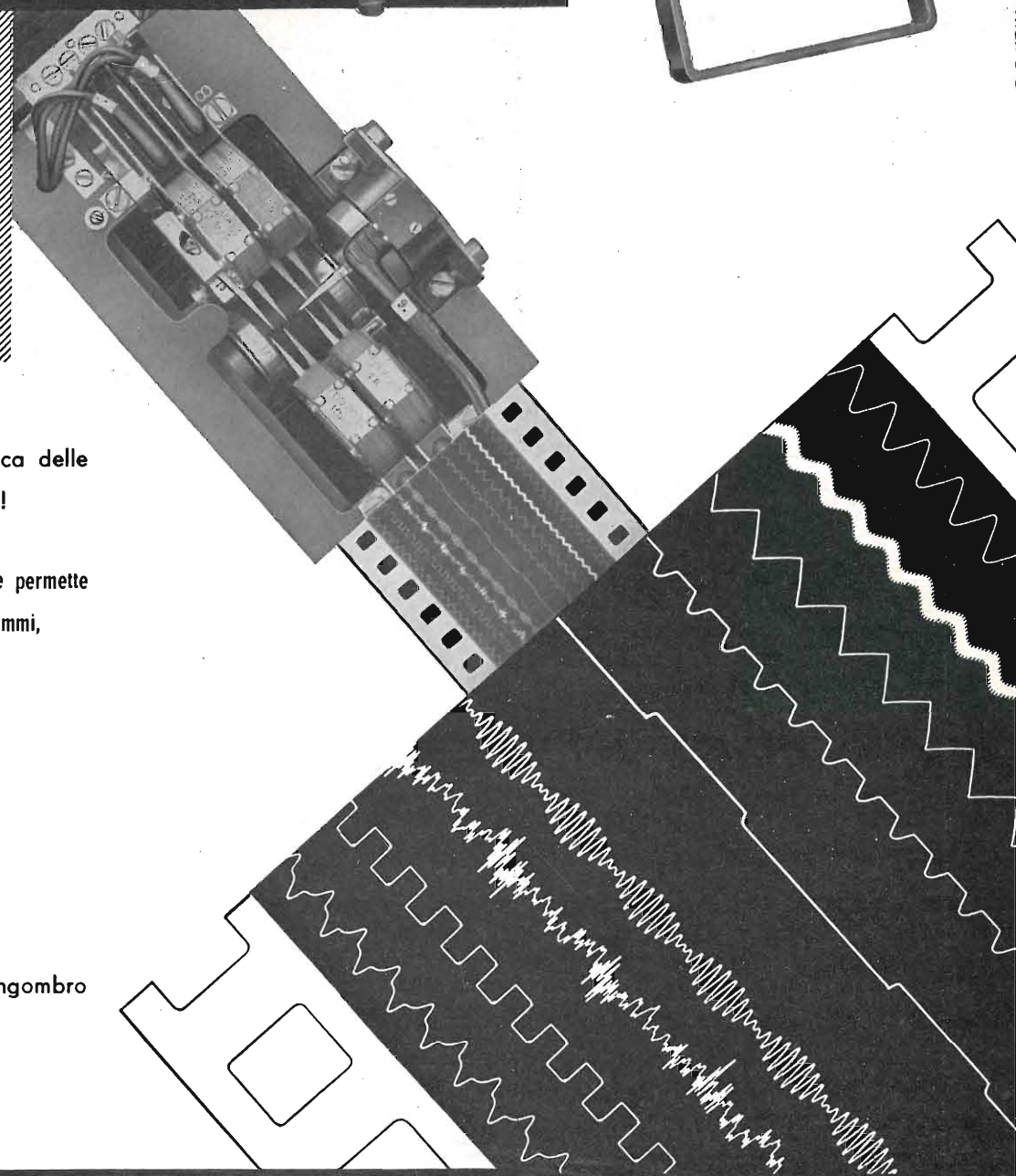
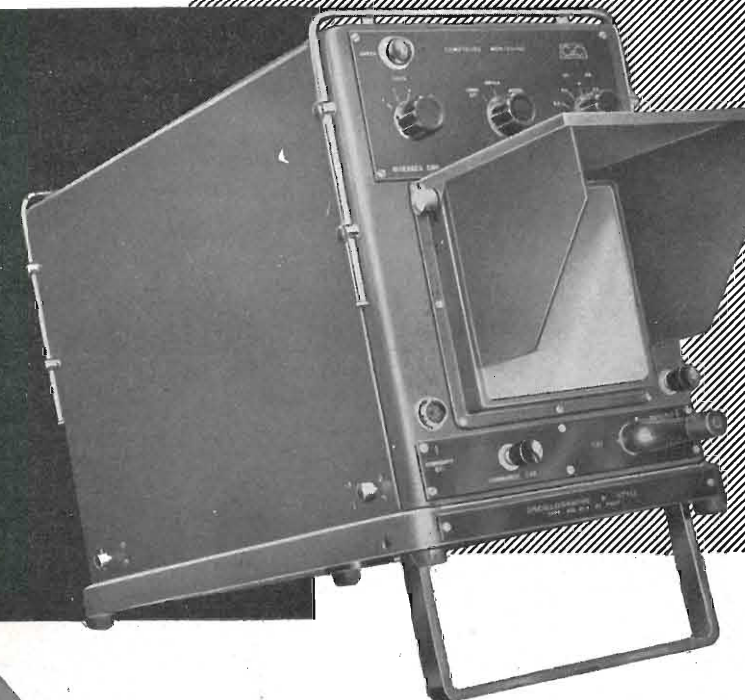
Sensibilità 1 mV/cm. - amplificatori orizzontale e verticale simili - entrata bilanciata sulle 6 portate più sensibili - sweep da 1 μsec./cm. a 12 sec./cm. - espansore di spazzolamento X5.

**Mod. 122A/AR da c.c. a 200 kC. a doppia traccia**

Sensibilità 10 mV/cm. a 100 V./cm. - sweep da 5 μsec./cm. a 0,5 sec./cm. - due identici amplificatori verticali che possono operare indipendenti, differenziati (su tutte le portate), alternati alla frequenza di sweep, oppure accoppiati con un rapporto di 40 kc. - con espansore di spazzolamento X5.

**Mod. 120A/AR da c.c. a 200 kC.**

Sweep da 1 μsec./cm. a 0,5 sec./cm. - amplificatore verticale tarato ad alta sensibilità - l'alta stabilità viene assicurata da un'alimentazione stabilizzata dell'amplificatore mediante transistore) - con espansore di spazzolamento X5.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA **Dott. Ing. M. VIANELLO** MILANO - Via L. Anelli 13 Telefoni 553081 - 553811

4-59 PUBBL. INTERNAZIONALE
l'amico fedele di casa nostra...
...il televisore
Condor
6 modelli per soddisfare ogni esigenza
MILANO - VIA UGO BASSI, 23 a - TEL. 600.628 - 694.267

# TUTTO STEREO FEDELTA'

**Prima in Italia con ALTA FEDELTÀ**

**Prima con STEREO FEDELTÀ**

## Gran Concerto STEREO

Radiofono stereofonico ad altissima fedeltà in unico mobile di accuratissima esecuzione, con giradischi semiprofessionale con doppia testina Stereo e normale a riluttanza • gruppo elettronico Prodel-Stereomatic: doppio amplificatore 10+10 Watt e sintonizzatore a modulazione di frequenza • doppio gruppo di altoparlanti (6 in totale) a forte dispersione stereofonica montati in sospensione pneumatica • dimensioni cm. 125×36×80 • spazio per registratore a nastro, fornibile a richiesta • **Prezzo listino Lire 350.000.**

**12 modelli Stereo, dal Portatile « Stereonette » ai più grandiosi modelli: Serenatella 2ª Serie • Melody 2ª Serie • Recital • Prelude Stereo • Festival • Festival De Luxe • Gran Concerto Stereo • Registratore normale (HM5) e Stereo (M5-S): Harting • Amplificatori: Jason • Harman Kardon • Altoparlanti: Tannoy • Testine Stereo: C.B.S. - Ronette - Pickering - Elac • Giradischi professionali: Garrard - Thorens • Amplificatore Stereo e Sintonizzatore FM - Modello Prodel Stereomatic - 13÷30.000 cps = 10+10 Watt.**

**PRODEL S.p.A. - PRODOTTI ELETTRONICI**
**MILANO via monfalcone 12 - tel. 283651 - 283770**

# in montagna al mare in auto ovunque

**CAMPING**
*La radio portatile a transistori - Elegante valigetta in cuoio*

**PARTNER**
*Funziona senza nessun allacciamento alla corrente elettrica*

SPA 43 - 60

*Radiotelevisione* **TELEFUNKEN** *la marca mondiale*

Radioriparatori, quante volte avete dovuto perdere ore e ore del vostro lavoro nel tentativo di scoprire un elemento dal funzionamento intermittente? Un simile accidente non vi capiterà più se impiegherete il

***SIGNAL TRACER S.O. 402***

SEMPLICE, ECONOMICO, SICURO

Infatti, con questo strumento vi sarà facile scoprire il punto del circuito dove il segnale cessa di essere continuo per diventare intermittente. Trovare questo punto vuol dire aver trovato, praticamente, l'elemento difettoso da sostituire.

Con altrettanta sicurezza e facilità sarete in grado di scoprire guasti più «normali» in qualsiasi altro ricevitore.

**VORAX RADIO** ***viale Piave, 14 (4-21) telefono 79 35 05*** **MILANO**

Apparecchi radio e TV, scatole di montaggio, accessori e minuterie, viterie, dischi, elettrodomestici, strumenti di misura

---

***E' uscito***

il secondo volume contenente

n. 240 schemi elettrici di ricevitori TV

degli anni 1958 - 1959.

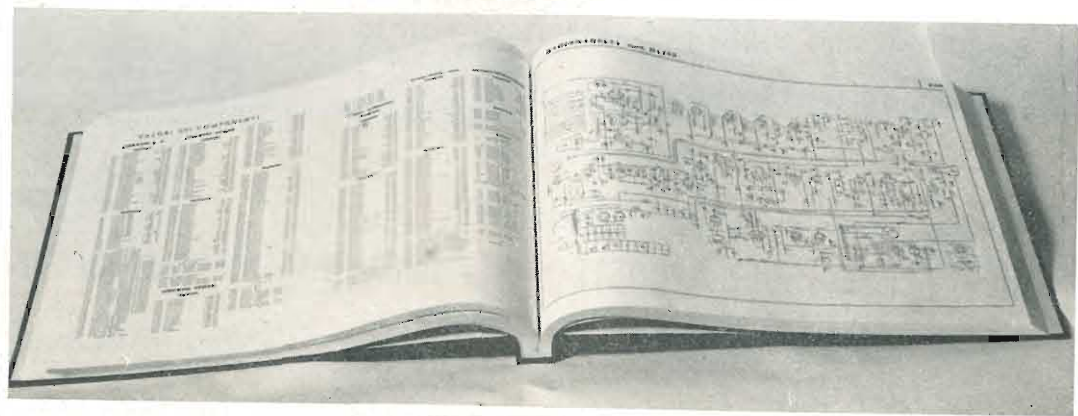
Rilegato con robusta coperta in

dermoide cartonata con impressioni

in oro. Racchiusa in custodia.

***È uno strumento di lavoro indispensabile a tutti coloro che si occupano di installazione e riparazione di apparecchi di televisione***

Formato 42 x 31

**Prezzo L. 11000**

***EDITRICE***

***IL ROSTRO***

***MILANO***

VIA SENATO 28

---

**Testers analizzatori capacimetri misuratori d'uscita**

**NUOVI MODELLI BREVETTATI 630-B** (Sensibilità 5.000 Ω x Volt) **e Mod. 680-B** (Sensibilità 20.000 Ω x Volt) **CON FREQUENZIMETRO!!**

**ATTENTI ALLE IMITAZIONI!!**

**ESIGETE SOLO I NUOVI MODELLI I.C.E. SENZA ALCUN COMMUTATORE E CON FREQUENZIMETRO!!**

**IL MODELLO 630-B** presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5.000 OhmsxVolt)
- 30 portate differenti!
- ASSENZA DI COMMUTATORI sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed **eliminazione totale di guasti dovuti a contatti imperfetti**
- FREQUENZIMETRO a 3 portate = 0/50; 0/500; 0/5000 Hz.
- CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- MISURATORE D'USCITA tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale: 0 db = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- MISURE D'INTENSITÀ in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A. con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.
- OHMMETRO A 5 PORTATE (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 "cento„ mègaohms!!-).
- Strumento anti urto con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90 x 80) di facile lettura.

Dimensioni mm. 96 x 140: Spessore massimo soli 38 mm. Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

**IL MODELLO 680-B** è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** il numero delle portate è ridotto a 28; comprende però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

**PREZZO** propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

**Tester modello 630-B L. 8.860!!!**

**Tester modello 680-B L. 10.850!!!**

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale di istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. stabilimento. *A richiesta astuccio in vinilpelle* L. 480.

**NUOVA SERIE BREVETTATA CON FREQUENZIMETRO!!**

**I.C.E.** INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

MILANO - Via Rutilia, 19/18 - Telef. 531.554--6

---

***non corrode la punte dei saldatori***

**FILO AUTOSALDANTE**

**3**

***anime deossidanti resina esente da cloro***

***massima velocità di saldatura***

***sviluppo minimo di fumo***

**ENERGO ITALIANA**

VIA CARNIA, 30
TEL. 287.166
MILANO

Rappresentante Generale:
**Ing. OSCAR ROJE** - Via T. Tasso, 7 - MILANO - Tel. 432.241 - 462.319 - 483.230

# SIMPSON (U. S. A.)

## ECCO IL NUOVO 260!

**Con molte caratteristiche nuove che lo migliorano e lo rendono più utile di prima**

**Nuove portate: 50 Microampere - 250 Millivolt:** rendono possibili misure più sensibili... campo di misura delle correnti esteso in sei facili portate.

**Circuiti meno caricati:** la sensibilità delle portate di tensione in c.a. elevata a 5.000 ohm-per-volt.

**Portate in DBM di uso frequente:** —20 DBM a +50 DBM, 1 milliwatt in 600 ohm.

**Aumentato il campo di frequenza nelle misure in c.a.:** 5 a 500.000 p/s.

**PORTATE:**

**Volt c.c.** (20.000 ohm/V.): 250 mV., 2,5-10-50-250-1000-5000 V.

**Volt c.a.** (5.000 ohm/V.): 2,5-10-50-250-1000-5000 V.

**Volt c.a.** (con un condensatore interno in serie da 0,1 µf): 2,5-10-50-250 V.

**Decibels:** da —20 a +50 db. in 4 portate.

**Ohm:** 0-2.000 ohm, 0-200.000 ohm; 0-20 megaohm.

**Microampere cc.:** 50 - **Milliampere cc.:** 1-10-100-500 - **Ampere c.c.:** 10.

*Agente esclusivo per l'Italia:*

**Dott. Ing. M. VIANELLO**

**MILANO - Via L. Anelli 13 - Telefoni 55 30 81 - 55 38 11**

Rappresentante: Ing. GEROLAMO MILO
Via Stoppani, 31 - MILANO - Tel. 27.89.80

# l'antenna

LUGLIO 1960 — RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**




**SOMMARIO**


| | | |
|---|---|---|
| *A. Banfi* | 289 | Vento in poppa per la TV italiana |
| *F. Simonini* | 290 | Generatore RF da 50 kHz a 65 MHz |
| *g.b.* | 296 | Tavolo di misura per gruppi RF UHF della Klemt |
| *g.b.* | 297 | Condensatori e potenziometri di produzione Mial |
| *p.n.i.* | 298 | Notiziario industriale — Radar di particolare uso nella navigazione fluviale — Generatore a corrente alternata per veicoli — Nuovi materiali semiconduttori per il raffreddamento termoelettrico — Studi per la saldatura dei tubi con correnti ad alta frequenza. |
| | 300 | Generatore sweep-marker GM 2877 per servizio TV |
| | 302 | Ricevitore a transistori AM-FM |
| *G. Silva* | 308 | Problemi d'un laboratorio TV per UHF — Strumenti d'impiego generale (parte prima) |
| *P. Soati* | 318 | Note tecniche sul ricevitore TV Trans-Continents, mod. 59117-617 |
| *G. Baldan* | 322 | Convertitore per corrente continua regolato a transistori |
| | 327 | Con l'amplitron si trasmetterà a distanza elettricità senza fili — Premi per memorie sulle telecomunicazioni. |
| *R. Macchi* | 328 | Amplificatori a larga banda a transistori |
| *P. Soati* | 333 | A colloquio coi lettori |
| | 335 | Archivio schemi. |



Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **«l'antenna»** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

# Vento in poppa per la TV italiana

*Nel 1959 la popolazione italiana dedicò alla Radio ed alla TV la bellezza di 136 miliardi di lire, dei quali 39 pei canoni di abbonamento e 97 per l'acquisto dei ricevitori.*
*Queste sono le cifre delle statistiche ufficiali: sappiamo però che in margine ai 7 milioni e mezzo degli abbonati alla radio ed al milione e 700 mila abbonati alla TV esiste purtroppo una certa aliquota di radio e tele-pirati. Ciò fa presumere quindi che le cifre sopraenunciate siano comunque in difetto.*
*E' inoltre da rilevare (e sono ancora le statistiche ufficiali che ce lo dicono) che tutte le altre forme di spettacolo messe assieme comportano una spesa all'incirca uguale a quella citata dalla Radio TV.*
*Il ritmo di accrescimento del numero degli abbonati alla TV dal 1954, anno in cui si iniziarono le prime trasmissioni in Italia (88.000 alla fine del 1954; 1.800.000 al marzo del 1960) è stato nettamente superiore al ritmo di accrescimento del reddito nazionale medio: ciò sia ad indicare che non ha influito solamente il maggior benessere generale ma anche una mentalità ed una esigenza nuove.*
*La televisione è entrata (e questa tendenza sta sempre più accentuandosi) imperiosamente e profondamente nella vita sociale del popolo italiano, prevalendo su ogni altra forma di spettacolo.*

*Indubbiamente (e ciò lo abbiamo posto in rilievo molte altre volte su questa rubrica mensile) il successo della TV presso il pubblico è strettamente legato alla qualità e consistenza dei programmi.*

*Ma il nostro pubblico, se è molto esigente, sa essere anche molto generoso e dimentica facilmente un periodo di programmi scadenti non appena interviene un miglioramento nella qualità e nella varietà delle trasmissioni.*

*Se a queste premesse aggiungiamo le prossime Olimpiadi e l'annunciato secondo programma non è peccare di eccessivo ottimismo il prevedere per l'industria ed il commercio radio-TV un periodo piuttosto duraturo di prosperosa attività.*

*E' d'altronde logico e doveroso che tale felice contingenza debba essere aiutata e sostenuta con tutti i mezzi a disposizione dell'industria produttiva e del commercio.*

*Ed ecco i nostri tecnici introdurre perfezionamenti e migliorie nei televisori di nuova produzione: superato il traguardo del tubo a 110° ecco affacciarsi quello dei 23 pollici a schermo rettangolare allargato seguito a ruota dalla versione a 19 pollici destinata a riscuotere il maggior consenso di pubblico per il suo compromesso fra il 17 ed il 21 pollici di vecchio stile.*
*Sotto il profilo circuitale dobbiamo riconoscere che ormai la tecnica nostrana ha praticamente superato quella americana come ingegnosità e raffinatezza di dispositivi di controlli automatici, dell'aspetto qualitativo e geometrico dell'immagine, affiancandosi alla elaboratissima tecnica tedesca.*

*Circuiti per il controllo automatico, della sintonia, per il controllo automatico della luminosità in funzione della luce ambientale, per il controllo automatico delle deflessioni verticale ed orizzontale, per il controllo della definizione in funzione del genere di immagine trasmessa, stanno ormai per venire introdotti nei televisori di nuova produzione.*

*I laboratori di sviluppo della nostra industria sono in febbrile attività sia per le elaborazioni circuitali sopra accennate che per la introduzione ormai generale e definitiva dei dispositivi per le ricezioni in UHF del prossimo secondo programma TV.*

(il testo segue a pag. 321)

dott. ing. Franco Simonini

# Generatore RF da 50 kHz a 65 MHz*

Fig. 1 - Aspetto frontale del generatore RF *hp* 606 A.

(*) Costruito dalla HEWLETT - PACKARD, di cui è Agente generale per l'Italia la Ditta Dott. Ing. M. VIANELLO di Milano.

CI SIAMO SEMPRE ripromessi di presentare ai nostri lettori tutte le novità di un qualche interesse. Questa, che qui descriviamo, non è solo molto recente ma anche di grandissimo interesse per il progettista radio nel campo AM. È un generatore di prestazioni eccezionali.
Basti dire che è garantita la lettura di frequenza sulla scala con notevole precisione, grazie ad una calibrazione interna a quarzo, che la FM accidentale è del 2,5% della frequenza portante, che si può misurare la sensibilità di un ricevitore fino a 0,1 μV grazie al ridottissimo campo spurio del generatore, ecc.
Lo schema soprattutto presenta delle novità circuitali veramente interessanti.

## 1. - LE PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO

— Campi di frequenza generata: da 50 kHz a 65 MHz in 6 gamme:

| | |
|---|---|
| 50 ÷ 170 kHz | 1,76 ÷ 6 MHz |
| 165 ÷ 560 kHz | 5,8 ÷ 19,2 MHz |
| 530 ÷ 1800 kHz | 19 ÷ 65 MHz |

— Precisione di scala ± 1%.
— Calibratore di frequenza: un oscillatore a cristallo fornisce dei punti di taratura a 1000 kHz (utili fino ai 6 MHz) e a 1 MHz di intervallo con approssimazione fino all'1 su 10.000 per uno scarto termico da 0 a 50 °C.
— Livello di uscita a radio frequenza: Regolabile con continuità da 0,1 μV a 3 V su carico resistivo di 40 Ω con lettura in V ed in dB (o dB = 1 mW).
— Precisione della tensione di uscita: ± 1 dB sul carico resistivo di 50 Ω.
— Risposta di frequenza: compresa entro ± 1 dB su 50 Ω resistivi di carico rate per qualsiasi posizione del comando di livello.
— Impedenza di uscita: 50 Ω con rapporto di onda stazionaria inferiore a 1,1 sulla portata 0,3 V; su quelle di 1 e 3 V inferiore a 1,1 fino a 20 MHz ed inferiore a 1,2 a 65 MHz.
— Armoniche in uscita: inferiori al 3%.
— Campo disperso: trascurabile, permette di controllare la sensibilità di ricevitori fino a 0,1 μV.
— Modulazione di ampiezza: regolabile con continuità da 0 al 100% con indicazione sullo strumento di pannello. su tutto lo spettro di frequenze generate.
Il livello di modulazione rimane costante entro ½ dB per qualsiasi variazione del livello di uscita e della frequenza portante.
— Modulazione interna: modulazione sinusoidale a 400 e 1000 Hz ± 5% regolabile da 0 al 100%.
— Ampiezza di banda di modulazione: dalla continua a 20 kHz al massimo, dipende dalle frequenze dell'onda portante *fc* e dalla percentuale di modulazione come indicato nello specchio che qui segue:

| | 30% mod. | 70% mod. | onda quadra modulante |
|---|---|---|---|
| massima frequenza modulante: | 0,06 *fc* | 0,02 *fc* | 0,003 *fc* |

— Modulazione esterna: da 0 a 100 di percentuale per una frequenza modulante dalla continua ai 20 kHz.
L'impedenza di ingresso è di circa 600 Ω.
È possibile effettuare modulazione a mezzo di onda quadra od altro segnale complesso. Sono sufficienti 4,5 V picco per produrre il 100% di modulazione.
— Distorsione di inviluppo: per livelli di uscita di 1 V o meno: inferiore all'1% al 30% di percentuale di modulazione impiegando una sorgente interna di modulazione di 400 o 1000 Hz; inferiore al 3% per modulazione dal 0 al 70%.
— Precisione dell'indicatore di modulazione: entro il ± 5% dal 0 al 90%.
— Modulazione di frequenza accidentale. Per 1 V o meno di uscita e per il 30% di modulazione di ampiezza: 0,0025 o 100 Hz come limite comunque superiore al reale.





— Spurie di FM: inferiore al 0,0001% o 20 Hz come limite comunque superiore al reale.
— Spurie di AM: il rumore di fondo del residuo alternato e di banda laterale è 70 dB sotto il livello della portante sino al livello termico di un sistema di uscita a 50 Ω.
— Deriva di frequenza: meno del 0,005 per cento o 5 Hz come limite comunque superiore al reale, per un impiego dello strumento dopo 10 minuti di attesa dall'eccensione.
— Alimentazione: 115/230 V. ± 10%; frequenza 50 ÷ 1000 Hz, 135 W.
— Dimensioni: Montaggio da tavolo 50 cm di larghezza per 30 cm di altezza per 37,5 cm di profondità circa.
Montaggio su rack 47,5 cm di larghezza per 34,8 cm di altezza per una profondità in dipendenza al pannello.
— Peso: Montaggio da tavolo: netto 23 kg circa.
Montaggio su rack: Netto 21,5 kg. circa.
— Accessori: Terminazione di uscita 606-34A con tre posizioni; 50 Ω per uno su alta impedenza, 5 Ω (rapporto di segnale 10 a 1), Antenna fittizia tipo Standard I R E (ricavata dall'attenuatore 10 a 1).

## 2. - LO SCHEMA ELETTRICO

Lo schema di principio di questo nuovo generatore presenta delle spiccate novità circuitali. Nell'analizzarle ci riferiremo sempre allo schema di figg. 2, 3 e 4.
Allo scopo evidente di ridurre al massimo la percentuale di armoniche sia il circuito oscillante che l'amplificatore di separazione sono stati realizzati con due circuiti di sintonia in controfase allineati tra loro come comando di sintonia.
Il livello del segnale generato dall'oscillatore viene controllato da un tubo collegato a triodo che riceve in griglia una tensione continua ricavata da parte del livello di uscita convenientemente rettificato e filtrato. Il tubo si comporta come una resistenza di polarizzazione catodica. Se il segnale di uscita quindi tende a crescere provvede la maggior polarizzazione di griglia controllo (provocato dall'aumento della resistenza interna del tubo di controllo) a ridurre l'emissione dello stadio.
Questo è uno degli artifici che contribuisce a mantenere costante la tensione di uscita. Prestazione questa della massima importanza se si desidera analizzare con rapidità l'andamento della sensibilità di un ricevitore senza dover controllare sistematicamente il livello di tensione che viene emesso.
I due tubi che seguono si comportano anch'essi da amplificatori in controfase. Essi pure sul catodo hanno disposta una valvola che controlla il flusso di corrente provocando così la modulazione del segnale a radiofrequenza.
In uscita allo stadio amplificatore separatore in controfase è disposto un attenuatore che viene molto intelligentemente realizzato con l'albero a camme illustrato in figura 8.
Ad esso è collegato un calibratore a cristallo che comprende due cristalli di frequenza 1 MHz e 100 kHz con i quali è possibile trovare con grande esattezza

Fig. 2 - Schema semplificato del circuito del generatore *hp* 606A

Fig. 3 - Schema di principio del circuito del generatore *hp* 606A.

i punti delle scale del generatore con intervalli di 100 kHz fino a 6 MHz ed in seguito fino ai 65 MHz con intervalli di 1 MHz.

Il controllo viene effettuato con un battimento zero che viene rivelato da una cuffia inserita mediante jack sul fronte del pannello del generatore.

L'attenuatore comporta fino a 120 dB di attenuazione massima in 10 scale. L'uscita dello strumento è controllata a mezzo di un comando a verniero di attenuazione. Esso comanda la tensione continua di ritorno che chiude lo speciale anello di controreazione presente in questo generatore.

La novità principale, vale a dire la costanza della linearità di uscita al variare della frequenza, la indipendenza dell'indice di modulazione dal livello della RF di uscita e il ridottissimo ammontare della distorsione di un inviluppo (vedi fig. 7) sono infatti dovuti all'intervento di un amplificatore differenziale che non comanda solo la modulazione come percentuale ma anche il livello stesso della radiofrequenza. Vediamone da vicino i particolari. Il secondario a radiofrequenza del trasformatore accordato dello stadio amplificatore-separatore alimenta sia l'attenuatore che un rettificatore; questo a sua volta alimenta lo strumento indicatore della radiofrequenza come livello.

La tensione continua rettificata viene applicata alla griglia di un pentodo che a sua volta, con accoppiamento diretto, comanda la polarizzazione del modulatore e per conseguenza il livello a radiofrequenza con lo stesso principio con cui, come abbiamo visto, si controlla l'oscillatore.

La modulazione viene applicata mediante un comando di livello ad un amplificatore catodico che permette l'alimentazione a parte dello strumento

Fig. 4 - Schema di principio del circuito di alimentazione del generatore *hp* 606A.





Fig. 7 - Curve della distorsione di inviluppo in funzione della frequenza modulante e della per centuale di distorsione per le tre frequenze d-455-IMHz-30 MHz.

che fornisce l'indicazione per la percentuale di modulazione.

L'alternata di modulazione viene applicata ad un altro comando cui spetta il compito di regolare il livello del segnale (verniero di attenuazione).

Questo comando viene così a regolare contemporaneamente sia il livello continuo di polarizzazione sia il livello alternato di modulazione.

È così che si evita di dover tarare il livello del segnale in uscita per applicare la modulazione in una data percentuale.

Queste sono tutte le prestazioni (stabilità di livello di uscita, comando rapido di modulazione) che sveltiscono sensibilmente la manovra dello strumento evitando errori all'operatore.

La bassa distorsione è ottenuta mediante la controreazione introdotta dall'anello di ritorno dello stadio finale al modulatore.

Dal circuito di demodulazione infatti viene ricavato il segnale di modulazione e questo, a mezzo dell'amplificatore differenziale, viene introdotto in opposizione di fase nel circuito di modulazione.

Tutti gli accoppiamenti placca-griglia sono realizzati senza condensatori. È per questo motivo che la banda di modulazione parte in pratica dalla continua.

Un oscillatore a semplice ponte di Wien permette di realizzare le due frequenze di modulazione impiegate: 400 e 1000 Hz.

Il livello di segnale richiesto è modeste Quello che conta è la bassa percentuale di distorsione e questa è regolata a mezzo di un elemento non lineare resistivo introdotto sul catodo della prima sezione della 12AT7. Mediante un potenziometro da 1000 Ω si regola l'ammontare della controreazione e quindi il livello del segnale.

Il segnale di innesco è prelevato dal secondario del trasformatore di uscita in modo da ridurre anche la distorsione introdotta dal trasformatore. Mediante un adatto commutatore si commuta il comando di modulazione dalla posizione dei 400 ai 1000, alla CW (continua di modulazione con cui si cortocircuita un condensatore di accoppiamento), alla modulazione esterna a partire dalla continua o no.

È possibile ottenere fino a 3 V di tensione di uscita ma questo naturalmente comporta qualche limitazione nelle prestazioni come riportano i dati dello strumento.

Ma ciò poco importa perchè l'uscita a 3 V, che divengono 6 a circuito aperto, serve di solito per il controllo di linee o di antenne o per alimentazione di ponti a radiofrequenza o di filtri.

Ciò che è veramente importante invece è il poter disporre un segnale modulato con ridottissima percentuale di distorsione di inviluppo. Ciò permette infatti di poter controllare la distorsione di un ricevitore a modulazione di ampiezza e di controllare anche la larghezza di banda, modulando ben inteso con un oscillatore di bassa frequenza nel campo acustico collegato agli appositi terminali di entrata.

Le curve di fig. 7 indicano che per il 30% di percentuale di modulazione la massima distorsione di inviluppo che si verifica in tutte le bande di frequenza generate arriva al massimo all'1% di distorsione per i 20 kHz di massima frequenza modulante.

Un'attenzione particolare merita lo schema dell'alimentatore riportato in fig. 4. Nelle prestazioni dello strumento si parla infatti di ben 70 dB rapporto segnale disturbo per il rumore di fondo e l'uhm residuo.

Ciò è ottenuto grazie anche all'alimentazione a corrente continua realizzata per i filamenti delle valvole $V_1 \div V_4$ e $V_6 \div V_8$.

L'anodica d'altra parte è stabilizzata elettronicamente e ciò permette di lavorare con resistenze interne molto basse che permettono di chiudere verso massa ogni segnale meglio di quanto non possano fare dei buoni condensatori elettrolitici.

I filamenti delle valvole alimentate in alternata sono collegati con un partitore che ha il compito di fornire 35 V

Fig. 5 - Schema dell'inserzione delle portate di attenuazione del generatore *hp*.

Fig. 6 - Schema della terminazione di uscita del generatore *hp* 606 A.

Fig. 8 - Schema della commutazione dell'alimentazione di rete 115/230 V.

positivi al circuito in modo da ridurre così con un noto artificio l'hum derivante dalle perdite filamento catodo.

Il filamento delle valvole con catodo fortemente positivi (le 5-12B4A utilizzate come tubi regolatori serie) è invece stato collegato evidentemente per misura precauzionale al massimo positivo (300 V) in modo da ridurre la differenza di potenziale catodo filamento. Come di solito si fa con i circuiti stabilizzatori elettronici il filtro del residuo alternato viene realizzato con un semplice condensatore che, collegato tra l'uscita regolata e la griglia del pentodo regolatore del negativo di griglia dei tubi-serie, rinvia in adatta opposizione di fase il rumore di fondo residuo in modo che se ne verifichi in pratica, in uscita, la quasi completa cancellazione. Ad ogni buon conto in uscita dell'alta tensione stabilizzata viene collegato un condensatore da 40 μF e così pure uno di altrettanta capacità ai capi del negativo di 200 V utilizzato nella apparecchiatura. Tutti i rettificatori per AT sono del tipo a cella di selenio o silicio il che riduce sensibilmente la dissipazione di calore dello strumento.

Il primario del trasformatore di alimentazione è munito di fusibile interruttore e dispositivo di commutazione serie parallelo per l'alimentazione 115 ÷ 230 V c. a.

Segue un filtro a L di tipo simmetrico composto da 2 impedenze da 400 μH e da due serie di condensatori da 1000 pF e da 0,1 μF in modo da bypassare convenientemente sia le alte che le basse frequenze.

### 3. - LA REALIZZAZIONE MECCANICA

La fig. 8 dà un'idea del principio seguito per la realizzazione dell'attenuatore di uscita ottenuto con l'inserzione di varie cellule di attenuazione a mezzo di un comando a camma.

Questa costruzione dà un'idea dei criteri seguiti per la realizzazione del complesso dal punto di vista meccanico e della cura ed originalità dei ritrovati adottati.

Tutti i comandi sono stati curati in modo che gli assi passanti sul fronte del pannello non provocassero irraggiamento; in particolare la trasmissione meccanica dei comandi di radiofrequenza è stata realizzata con aste munite di giunto meccanico di materiale isolante. La parte a radiofrequenza del circuito è stata convenientemente schermata in modo massiccio per ridurre al minimo il campo spurio dello strumento. Ne fa fede anche il peso discreto di 23 kg. Così pure gli strumenti di misura sul fronte del pannello che per ovvi motivi possono dar luogo a delle fughe insospettate di radiofrequenza. *A*

# Tavolo di misura per gruppi RF UHF della Klemt

QUESTO TAVOLO, venduto in Italia dalla AESSE di Milano, serve per la taratura ed il collaudo finale dei sintonizzatori UHF, eseguito in serie alla fine di una catena di montaggio. Tutte le tarature e tutti i controlli vengono fatti sul sintonizzatore completamente collaudato e senza bisogno di apparecchiature o strumenti ausiliari.

Il tavolo è costituito da:

Un wobbulatore di potenza UHF con un campo di frequenza da 300 a 800 MHz, una frequenza di wobulazione di 50 Hz ed uno strumento per il controllo della tensione di uscita (1 V su 60 Ω).

Un oscillografo con amplificatore in corrente continua.

Un generatore di marcatura di frequenza che serve per marcare delle frequenze caratteristiche come: estremi di gamma, media frequenza, ecc.

Un alimentatore per il sintonizzatore che fornisce due tensioni anodiche regolabili separatamente e due tensioni per i filamenti una in c. a. ed una in c. c. regolabili.

Un pannello per il controllo degli assorbimenti del sintonizzatore con 5 strumenti.

Un dispositivo per il bloccaggio meccanico del sintonizzatore e la realizzazione dei contatti necessari per la misura.

Un telaietto con due gruppi di tasti per le varie manipolazioni.

I controlli eseguibili con il tavolo Klemt sono i seguenti: controllo delle tensioni e correnti anodiche e delle correnti dei filamenti, tracciatura della curva di selettività, controllo degli inizi e dei termini delle varie gamme con conseguente taratura dell'oscillatore, controllo e regolazione della sintonizzazione fra circuiti in entrata e oscillatore, controllo dell'amplificazione relativa in tutta la gamma frequenza del sintonizzatore.

Si può terminare concludendo che questo strumento riuscirà estremamente conveniente per tutte quelle industrie che hanno una certa produzione di serie. (*g.b.*)





# Condensatori e potenziometri di produzione MIAL

*Vengono qui riuniti alcuni succinti dati tecnici relativi ai principali modelli di condensatori e potenziometri, sia per uso professionale sia per uso in apparecchiature civili, attualmente prodotti.*

### 1. - CONDENSATORI IN MICA

#### 1.1. - Mod. 402 in mica metallizzata con protezione in cera.

Adatto particolarmente per i circuiti di MF dei radioricevitori commerciali e professionali. Le armature sono in argento depositato a fuoco ed i terminali sono in piattina di ottone argentato. La impregnazione avviene sotto vuoto e con cera a basse perdite. La protezione esterna è in cera non igroscopica. I valori di capacità vanno da 5 a 10.000 pF.

#### 1.2. - Mod. 410 in mica metallizzata e custodia stampata

Adatto per i circuiti in cui è necessario avere un valore della capacità particolarmente stabile. Questi condensatori corrispondono in pieno alle specificazioni americane MIL-C-5A (CM 15-20-30-35) e possono essere considerati fra i migliori condensatori a mica per uso professionale. La custodia porta un codice a colori che specifica il valore della capacità, la tolleranza e la classe caratteristica che definisce il coefficiente di temperatura e la deriva termica.

#### 1.3. - Mod. 422 in mica metallizzata e custodia stampata

Adatto per circuiti miniatura ad alto « Q » di radioricevitori e televisori commerciali e professionali. Le armature sono sempre in argento depositato a fuoco sulla mica. I terminali sono in ottone stagnato. La custodia viene ottenuta per stampaggio di polveri a bassa perdita.

#### 1.4. - Mod. 430 in mica metallizzata e custodia ermetica

Adatto per applicazioni professionali, in particolare per filtri di circuiti telefonici, dove è richiesta un'alta costanza delle caratteristiche nel tempo e nelle più severe condizioni di esercizio. I terminali hanno la forma di pagliette e sono in ottone argentato. La custodia è in miaxene resistente ad alte temperature ed ai climi tropicali. I valori di capacità possono andare da 100 a 10000 pF.

#### 1.5. - Mod. 472 in mica e custodia ermetica

Adatto per apparecchiature professionali in amplificatori di potenza e piccoli trasmettitori. La custodia in miaxene, resistente all'umidità e alle alte temperature, è provvista di due fori per il fissaggio. I valori di capacità vanno da 47 a 30.000 pF e le tensioni di lavoro in c.c. da 600 a 2500 V. Anche questi condensatori corrispondono alle norme MIL-C-5A (CM 45-50).

#### 1.6. - Mod. 473 in mica e custodia ermetica

Adatto per apparecchiature elettroniche professionali, specialmente per usi militari, come condensatori di blocco, by-pass, accoppiamento ed in circuiti oscillanti di piccola potenza.

La custodia è sempre in miaxene ed i terminali sono annegati nella stessa. I valori di capacità vanno da 50 a 60000 pF.

#### 1.7. - Mod. 480 a mica per trasmettitori di media potenza

Adatto particolarmente per trasmettitori fissi e mobili nel caso si richiedano peso e dimensioni ridotti. La tensione viene distribuita in diversi blocchi in serie, collaudati singolarmente prima del montaggio. I blocchi sono annegati in una custodia di miaxene che assicura la costanza delle caratteristiche meccaniche ed elettriche in qualsiasi condizione ambiente. Le tensioni di lavoro possono andare da 250 a 5000 V (tensione di cresta). Questo modello corrisponde alle norme MIL-C-5A (CM 65-70).

### 2. - CONDENSATORI CERAMICI

#### 2.1. - Mod. 501 a disco classe TC

Adatto per apparecchiature professionali e commerciali, specialmente nei circuiti in alta frequenza, nei quali hanno la massima importanza le basse perdite e l'alta stabilità. Classe TC significa che il coefficiente di temperatura è controllato, i valori normali variano da 0 a 2200 in 5 gradini con delle tolleranze che dipendono dal valore della capacità. I valori di capacità vanno da 2,2 a 470 pF.

#### 2.2. - Mod. 506 a disco classe GP

Condensatori di impiego generale (General Purpose) in apparecchiature commerciali e professionali nei circuiti in altissima frequenza. Hanno un coefficiente di temperatura non lineare, però la variazione da — 55° a + 85 °C è contenuta entro il ± 10% del valore misurato a 25 °C. I valori di capacità variano da 100 a 3300 pF.

#### 2.3. - Mod. 511 a disco classe G.M.V.

Condensatori a valore minimo garantito (Guaranted Minimum Value), vengono cioè forniti con un valore di capacità minimo garantito con una tolleranza a 25° di + 50 e — 20%. Sono quindi adatti come condensatori di accoppiamento e di by-pass nei casi in cui le perdite e la stabilità non siano della massima importanza. Si forniscono anche in esecuzione a doppia capacità con un terminale in comune.

### 3. - CONDENSATORI IN POLISTIROLO

#### 3.1. - Mod. 602 cilindrico con terminali radiali

Adatto per tutti quei casi in cui occorrono alti valori di capacità con perdite minime e buone stabilità; trova quindi un impiego particolarmente favorevole nei filtri telefonici a frequenza portante. I valori di capacità vanno da 30 a 210000 pF.

#### 3.2. - Mod. 611 cilindrico con terminali longitudinali

Adatto per apparecchiature miniatura di radioricevitori e televisori commerciali per i circuiti ad alto $Q$ e per le M.F. I valori di capacità vanno da 20 a 25000 pF.

#### 3.3. - Mod. 612 cilindrico con terminali da un sol lato

Le caratteristiche sono identiche a quelle del caso precedente. La diversa disposizione dei terminali lo rendono adatto in particolar modo per i circuiti stampati.

### 4. - POTENZIOMETRI CON ELEMENTO RESISTIVO A STRATO DI GRAFITE

#### 4.1. - Generalità

I potenziometri a strato di grafite vengono forniti con le seguenti curve di variazione della resistenza:

$A$ = lineare, 50% della resistenza al 50 ± 3% della rotazione totale;

$C$ = esponenziale 10%, 10% della resistenza al 50 $\pm$ 3% della rotazione totale;
$D$ = esponenziale 20%, 20% della resistenza al 50 $\pm$ 3% della rotazione totale.
$E$ = esponenziale inversa 10%, 10% del valore nominale al 50 $\pm$ 3% della rotazione totale;
$F$ = esponenziale inversa 20%, 20% del valore nominale al 50 $\pm$ 3% della rotazione totale.
La tolleranza normale sul valore nominale è del 20%.

**4.2. - Mod. 902**

Potenziometro di minimo ingombro. Può essere accoppiato con un interruttore unico bipolare con comando unico oppure con comando coassiale indipendente. Segnaliamo in particolare i tipi doppi molto utili in stereofonia.

**4.3. - Mod. 903**

Potenziometro semifisso per il montaggio di circuiti che richiedano una regolazione di messa a punto. Particolarmente adatto per il montaggio dei televisori.

**4.4. - Mod. 904**

Potenziometro di minimo ingombro in esecuzione adatta per i circuiti stampati. La possibilità di fissaggio sono due: per mezzo di piastrina saldata direttamente sul circuito stampato, oppure per mezzo di una normale bussola filettata.

**4.5. - Mod. 905**

Potenziometro tipo miniatura di dimensioni ridotte, adatto per applicazioni in cui l'ingombro minimo è della massima importanza, per esempio autoradio o radioricevitori portatili a transistori.

**4.6. - Mod. 906**

È simile al mod. 903, è quindi adatto per tutti i circuiti che richiedono una messa a punto. Esiste in due esecuzioni: per circuiti stampati e per saldatura normale.

**4.7. - Mod. 907**

Potenziometro miniaturizzato di dimensioni ridottissime adatto per circuiti che richiedono una messa a punto. Dimensioni 9,7×11 mm, spessore: 2,7 mm. Esiste in due esecuzioni: per montaggio normale e per montaggio in circuiti stampati. *(g.b.)*

## Radar di particolare uso nella navigazione fluviale

La Magneti Marelli ha realizzato il Radar SMA 3N10 F1 per la navigazione fluviale. Lo strumento sperimentato con successo sul Po e nella laguna veneta, dove la nebbia rende la visibilità molto limitata per un notevole periodo dell'anno e dove le condizioni di navigabilità sono rese ardue dal traffico numeroso e dalla ristrettezza delle acque e canali. Il Po possiede numerosi affluenti e canali che sono navigabili, ma la loro strettezza richiede delle particolari attenzioni anche con ottima visibilità. Il radar SMA fluviale, ha permesso un regolare afflusso delle navi cisterne in queste acque, anche in pessima condizione di visibilità di notte e con fitta nebbia.

Il Radar 3N10 F1 è stato realizzato partendo dal Radar 3N10 normale al quale sono state apportate delle modifiche circuitali tali da renderlo adatto a questo impiego. In tale modo il 3N10 F1 sfrutta la lunga esperienza costruttiva e di bordo del 3N10 normale oltre ad una lunga serie di studi e di esperienze per ottenere una elevatissima discriminazione. L'impulso di potenza è stato portato a 0,06 μs, e questo, amplificato da un ricevitore a 18 MHz di banda passante e da un amplificatore video di circa 10-12 MHz, permette di ottenere un potere separatore tra gli 8 ed i 10 metri. Questo è ottenuto inoltre da un circuito speciale di differenziazione che rende la figura sull'indicatore, estremamente nitida e con i bordi degli ostacoli ben decisi. Per ottenere che la discriminazione angolare fosse uguale a quella in distanza, l'antenna è stata modificata per ottenere un lobo di circa 1,2° e con lobi secondari estremamente ridotti.

Questi risultati sono stati ottenuti mediante un originale sistema di antenna doppia che opportunamente progettata può eliminare praticamente ogni lobo secondario. Nella navigazione fluviale ed in acque ristrette questa caratteristica è di importanza estrema, dato che per la presenza dei lobi secondari un'eco può apparire doppia o tripla e su diversi azimuth, creando sullo schermo una figura falsa affollata di echi inesistenti che possono trarre in tragici errori. Le scale dell'indicatore sono calibrate in km ed hanno una scala minima di 400 m che può essere portata in maniera continua fino a 1,2 km, per meglio aggiustare la rappresentazione in base al tratto di fiume dove si naviga. Le altre scale sono di 2-6-20 km. La calibrazione avviene mediante degli anelli di marche fisse, il cui intervallo è aggiustato di scala per essere il più appropriato.

Una indicazione luminosa dice all'operatore la scala in uso ed il tipo di marche. Essendo necessario, navigando in un fiume, tenere sopratutto sotto controllo le acque che si trovano davanti alla imbarcazione, la rappresentazione può essere decentrata di 1/3, per permettere di avere quindi una maggiore distanza visibile di fronte a parità di scala in uso. Un accessorio che risulta di grande aiuto alla navigazione di lunghi battelli per i quali leggere virate, anche di 1/2 grado, dovute alla corrente, possono portare a grandi spostamenti nella direzione prestabilita, è l'« indicatore di accostata » il quale, posto bene in vista del pilota, gli indica le virate in gradi per secondo. La sensibilità della scala è di $\pm$ 1 grado secondo e quindi il pilota può intervenire per ogni deviazione accidentale al di fuori di quella imposta alla imbarcazione. *(p.n.i.)*

Due nuovi orologi a rappresentazione numerica, atti ad essere inseriti nei registratori della Hewlett-Packard, sono stati recentemente presentati. Essi possono indicare tempi fino a 23 ore, 59 minuti e 59 secondi. I nuovi complessi elettronici presentano caratteristiche molto interessanti. Ulteriori notizie potranno ottenersi dalla Ditta Dott. Ing. M. Vianello, Agente generale per l'Italia della Hewlett-Packard.





La Electronic Instrument Co. Inc., meglio conosciuta negli ambienti elettronici sotto la sigla Eico, presenta un manipolatore telegrafico a transistore sotto forma di scatola di montaggio. È particolarmente utile per radioamatori, ecc. e presenta caratteristiche che lo distinguono dagli apparati consimili. Distributore esclusivo per l'Italia ne è la Ditta Pasini & Rossi, Genova e Milano.

## Generatore a corrente alternata per veicoli

Dato l'uso sempre più intensivo dei generatori convenzionali a corrente continua, gli ingegneri di una ditta di Birmingham che produce materiale elettrotecnico hanno sviluppato un nuovo generatore a corrente alternata capace di un rendimento assai più alto.

Nel momento attuale l'unica utilizzazione del nuovo alternatore sarebbe nei casi in cui carichi eccezionali vengono posti sul sistema elettrico di un singolo veicolo, come, ad esempio, nel caso di un veicolo trasportante attrezzatura radio a due vie; tuttavia la ditta di Birmingham è dell'opinione che, con l'aumentare delle esigenze relative ai normali sistemi usati sulle automobili, un grande progresso sarà rappresentato dallo sviluppo di generatori a corrente continua.

Il generatore a corrente alternata costruito dalla ditta pesa 8,3 kg, ventilatore compreso. Esso può essere ora fornito per essere usato da veicoli attrezzati con impianto elettrico supplementare, come la radio a due vie.

L'alternatore incorpora una bobina di uscita dello statore e una bobina di campo del rotore energizzato per il tramite di un paio di anelli di contatto. In questo modo il problema dell'uso di un commutatore quale collettore di una corrente forte non si presenta, mentre viene resa possibile una più alta velocità massima di rotazione di quanto non sarebbe ottenibile con la macchina a corrente continua. Ciò, a sua volta consente l'impiego di alti rapporti delle pulegge di trasmissione, permettendo un rendimento utile a vetocità limitate su strada.

Dei rettificatori con diodo di silicio convertono la corrente alternata della macchina in correnre continua. Essi vengono raffreddati mediante un ventilatore del diametro di 15,2 cm. *(p.n.i.)*

## Nuovi materiali semiconduttori per il raffreddamento termoelettrico

Recenti sviluppi nel raffreddamento termoelettrico sono il risultato dell'applicazione di nuovi materiali semiconduttori, realizzati nello studio della fisica degli stati solidi, a principi scoperti nella fisica classica all'inizio del secolo XIX. Anche se la preparazione di materiali semiconduttori termoelettrici è più semplice della preparazione di semiconduttori per transistori, essa richiede tuttavia un'accurato controllo della composizione dei composti che si impiegano; non è però necessario fare materiali monocristalli e la tolleranza per impurità è molto più larga. Gli elementi termocoppia, tagliati da lingotti, o pressati insieme da polveri a caldo (sinterizzati), sono saldati insieme e montati in complessi.

Si può ottenere un dislivello di temperatura anche di 80 °C con le migliori termocoppie semiconduttrici; esso però si raggiunge soltanto quando l'elemento non lavora. Quando lavora con sufficiente efficacia, si ottengono nella termocoppia differenze di temperatura oscillanti fra i 30° e i 50 °C. L'efficienza del funzionamento aumenta con la diminuzione delle differenze di temperatura, e diminuisce col crescere di tali differenze.

Una termocoppia singola ideata per operare con una corrente diretta moderata — fra i 5 e i 10 A — ha un potere raffreddante limitato a circa 0,25 W; complessi da parecchi watt vengono fabbricati con parecchie termocoppie, generalmente montate l'una accanto all'altra, e connesse elettricamente in serie. Il principio del raffreddamento termoelettrico offre il vantaggio di poter realizzare unità proporzionalmente più piccole, scendendo a bassissime capacità di potere raffreddante. *(p.n.i.)*

## Studi per la saldatura dei tubi con correnti ad alta frequenza

Nell'officina metallurgica « Lenin » a Dniepropetrovsk, in Ucraina, è incominciata la produzione di un impianto sperimentale per la saldatura dei tubi mediante correnti ad alta frequenza. Esso è stato ideato dagli specialisti dell'Azienda insieme con gli studiosi dell'Istituto leningradese di ricerche scientifiche nel campo delle correnti ad alta frequenza e dell'Istituto di ricerche ucraino nel campo delle tubature.

L'impiego di correnti ad alta frequenza nella produzione di tubi saldati elettricamente, molto economico e rapido, permette di utilizzare nella fabbricazione non soltanto acciai al carbonio, ma anche acciai speciali che non possono essere utilizzati nella saldatura a contatto.

Il nuovo impianto ad alta frequenza potrà saldare tubi fino ad un diametro 6 pollici. *(p.n.i.)*

## Fiori d'arancio

Il 6 agosto prossimo, alle ore 10, verrà celebrato nella Cappella privata dell'Ordine dei Cavalieri del Santo Sepolcro in Milano, il matrimonio della signorina Roberta Biagi con il S. Ten. Aldo Verin. La sposa è figlia del nostro amico e collega Comm. Amilcare Biagi, amministratore unico della Casa Editrice I.P.I. — Istituto Propaganda Internazionale — di Milano, al quale rivolgiamo le nostre vive felicitazioni augurando ai giovani sposi le cose più belle che può donare loro l'avvenire.

# Generatore sweep - marker GM 2877 per servizio TV*

Fig. 1 - Il generatore swepp-marker GM2877 presentato recentemente dalla PHILIPS è particolarmente indicato per servizio TV in tutte le bande di frequenza, fino a 880 MHz.

SI TRATTA di un generatore recentemente presentato dalla PHILIPS (fig. 2). Le gamme di frequenza dell'oscillatore principale, tra 5-220 MHz e 440-880 MHz, sono ottenute mescolando in un circuito a cristallo un segnale fornito da un oscillatore fisso ($O_2$) a 335 MHz con uno fornito da un oscillatore ($O_1$) regolabile in frequenza tra 335 e 555 MHz.
L'oscillatore $O_2$ è modulato in frequenza per mezzo di un dispositivo elettrodinamico di modo che la tensione d'uscita, risultante dal battimento dei segnali dei due oscillatori $O_1$ e $O_2$, è modulata in frequenza. Questa tensione è disponibile all'uscita HF tramite l'attenuatore $R_3$.
Il pulsante ΔHF regola l'ampiezza delle vibrazioni del sistema elettrodinamico e, conseguentemente, l'escursione di frequenza. Durante il tempo di ritorno, la tensione a radio frequenza è soppressa.
Questo dispositivo può anche essere escluso, in tal modo si avranno sullo schermo dell'oscilloscopio due immagini per ogni periodo di spazzolamento.
Esternamente è disponibile una tensione alternata corrispondente all'escursione di frequenza che serve per lo spazzolamento orizzontale dell'oscilloscopio di controllo.
L'oscillatore di taratura *M* fornisce un segnale RF regolabile tra 25 e 55 MHz, ricco di armoniche. Il quadrante porta tre scale corrispondenti rispettivamente alla fondamentale, alla seconda e alla quarta armonica. I segni di taratura, dovuti a battimento delle frequenze dell'oscillatore principale e di quello di taratura, compaiono sotto forma di piccole creste sulla curva di risposta, osservata sullo schermo dell'oscilloscopio. L'ampiezza delle creste, che dipende dalle condizioni di misura, è regolabile per mezzo di $R_2$.
L'oscillatore a quarzo *X* permette di usare per la taratura cristalli di quarzo con frequenza tra 0,5 e 20 MHz. Il segnale di questo oscillatore è mescolato con quello fornito dall'oscillatore di taratura, la cui precisione di frequenza risulterà quindi dell'ordine di quella del quarzo utilizzato.
I quarzi (non forniti con lo strumento) possono essere inseriti su supporti situati sul pannello frontale del wobbulatore.
Le tensioni d'uscita dell'oscillatore principale, dell'oscillatore di taratura e dell'oscillatore a quarzo sono mescolate e amplificate nel circuito mescolatore-amplificatore.

(*) *Informazioni Tecniche Philips.*





Lo spazzolamento orizzontale dell'oscilloscopio si è ottenuto immettendo nell'amplificatore orizzontale una tensione sinusoidale a frequenza di rete, regolabile da 0 a 30 V.
Una manopola consente di regolare la fase di questa tensione e di centrare la curva di selettività sullo schermo dell'oscilloscopio.
Riassumiamo qui di seguito le più salienti caratteristiche tecniche del generatore.
Gamme di frequenza dell'oscillatore principale: *a*) 5...220 MHz *b*) 440...880 MHz (a regolazione continua).
Tensione d'uscita: *a*) > 30 mV; *b*) > 15 mV (su un carico di 75 Ω).
Attenuatore continuo tra 0 e 60 dB con impedenza d'uscita di 75 Ω.
Escursione di frequenza con regolazione continua fino a oltre 25 MHz.
Oscillatore di taratura: 1ª armonica: 25...55 MHz; 2ª armonica: 50...110 MHz; 4ª armonica: 100...220 MHz. Precisione di frequenza: ± 1%. Attenuatore continuo tra 0 e 40 dB.
L'oscillatore a quarzo può essere impiegato con cristalli tagliati tra 0,5... 20 MHz (max.). Esiste la possibilità di impiego di quarzi aventi le seguenti dimensioni: distanza tra i piedini 12,7 mm; diametro dei piedini 3,2 mm. Oppure, distanza tra i piedini 12,3 mm; diametro dei piedini 1,3 mm.
La capacità del circuito d'ingresso è di 30 pF. È necessario precisare questo valore al fornitore dei quarzi. Tensione d'uscita variabile, in funzione del quarzo utilizzato.
Per quanto riguarda il circuito mescolatore amplificatore, la larghezza minima delle creste di taratura è di circa 60 kHz; le frequenze basse non sono amplificate.
La frequenza rete deve essere tassativamente 50 Hz. A richiesta l'apparecchio può essere predisposto per frequenza rete di 60 Hz. *A.*

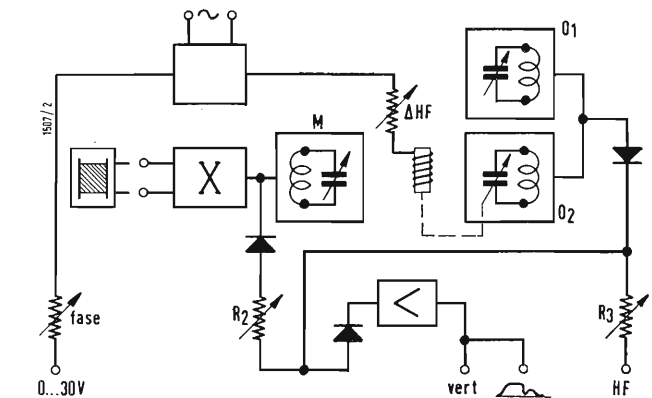



Fig. 2 - Schema a blocchi del generatore sweepmarker GM2877, per servizio TV. Le singole parti sono sommariamente descritte nel testo.

### Utilizzazione nella telefonia degli intervalli di silenzio

Nell'esercizio telefonico abituale, un circuito attribuito a due corrispondenti è considerato come « occupato » per tutto il tempo della conversazione. In realtà, esistono degli intervalli di silenzio, sia per uno dei corrispondenti (mentre l'altro sta parlando), sia per i due utenti simultaneamente.
L'idea base del progetto « Celtic », studiato dal « Centre national d'études des télécomunications » è di utilizzare questa durata di « non occupato » per aumentare la capacità di un fascio telefonico. Con un sistema elettronico, che è attualmente allo studio, si spera di poter raddoppiare il numero delle comunicazioni per collegamenti costosi a grande distanza e per i collegamenti telefonici con cavo sottomarino. Sarà necessario, per ottenere ciò, inserire alle due estremità del cavo, tra il circuito di abbonato e il cavo stesso, dei dispositivi di commutazione elettronica, grazie ai quali un abbonato che comincia a parlare (l'inizio della conversazione è « rivelato » da un apparecchio chiamato « détecteur de parole ») si trova collegato ad una via unilaterale disponibile, mentre il suo corrispondente è collegato alla stessa via, all'altra estremità del cavo.
Questi dispositivi di commutazione portano rispettivamente (alla partenza ed all'arrivo dei segnali telefonici) i nomi di «concentratore» e di «deconcentratore».
Il concentratore permette, per esempio, di inserire 120 comunicazioni in partenza a mezzo di un insieme di 60 vie; il deconcentratore compie simmetricamente la funzione inversa. L'equipaggiamento è duplice, ossia ciascuna estremità è munita di un concentratore e di un deconcentratore. *(p.n.i.)*

# Ricevitori a transistori AM - FM*

*In questo articolo si descrive il circuito di un ricevitore AM/FM a nove transistori alimentato con una batteria da 6 V. In AM la gamma ricevuta è compresa tra 550 e 1550 kHz, mentre in FM si estende da 87,5 a 101 MHz. Per raggiungere i 108 MHz, basta apportare al circuito modifiche che non dovrebbero presentare difficoltà. Lo stadio d'uscita è equipaggiato con due transistori funzionanti in classe B, che forniscono all'altoparlante una potenza di 500 mW.*

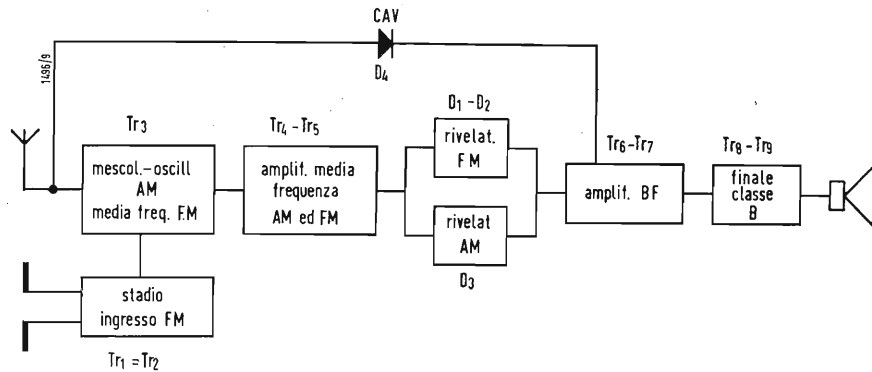



Fig. 1 - Schema a blocchi del ricevitore.

$T_{r1} = T_{r2} =$ OC171; $T_{r3} = T_{r4} = T_{r5} =$ OC170; $T_{r6} = T_{r7} =$ OC75; $T_{r8} + T_{r9} =$ 2OC74; $D_1 = D_2 = D_3 =$ OA79; $D_4 =$ OA90.

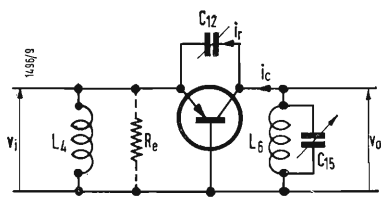



Fig. 2 - Circuito semplificato dello stadio oscillatore FM.

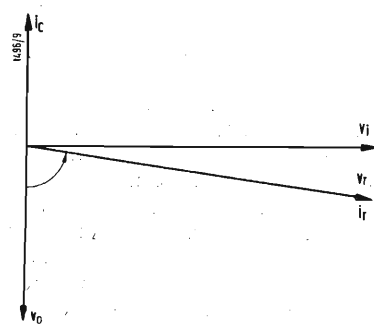



Fig. 3 - Relazione vettoriale tra correnti e tensioni del circuito dell'oscillatore FM.

(*) Progettato nei Laboratori PHILIPS, il ricevitore in oggetto è stato presentato nel n. 20 del *Bollettino Tecnico d'Informazione Philips.*

FINO A POCO TEMPO fa l'impiego dei transistori nei radioricevitori era limitato alla ricezione delle gamme delle onde medie e lunghe; ciò era dovuto alle limitazioni imposte dai transistori OC44 ed OC45. È noto infatti che le caratteristiche di questi ultimi sono tali da non consentire l'impiego come oscillatori-mescolatori nelle gamme delle onde corte e della modulazione di frequenza.

A tale inconveniente si è ora ovviato con l'introduzione dei nuovi transistori a lega e diffusione: OC170 e OC171. Questi transistori offrono notevoli vantaggi ai tipi OC44 ed OC45, in quanto consentono di ottenere un'amplificazione sino a frequenze superiori a 100 MHz.

Tale risultato ha potuto essere conseguito grazie ad un processo di fabbricazione completamente nuovo che ha permesso di ridurre lo spessore della base introducendo, al tempo stesso, un campo acceleratore. Con questi transistori si ha quindi la possibilità di progettare un ricevitore efficiente ed economico, adatto alla ricezione AM/FM.

Il ricevitore che descriviamo è equipaggiato con due transistori OC171, tre OC170, due OC75 e due OC74. La fig. 1 illustra lo schema funzionale. Detto schema comprende un'unità d'ingresso per la FM, unità che consiste in un preamplificatore ed in un mescolatore autooscillante. In questa sezione vengono usati due transistori OC171. La sezione che segue comprende il primo stadio di amplificazione di media frequenza per la gamma FM, costituito da un OC170. Tale transistore può funzionare anche come mescolatore e oscillatore per la ricezione AM.

Il secondo ed il terzo stadio dell'amplificatore di media frequenza servono sia per la ricezione in AM che per quella in FM.

L'amplificatore di media frequenza è seguito dagli stadi rivelatori rispettivamente per AM ed FM.

Il funzionamento della sezione b.f. è del tutto convenzionale, se si eccettua il fatto che il primo stadio viene usato anche come amplificatore di c.c. per la tensione del controllo automatico di guadagno. Il circuito elettrico completo del ricevitore è illustrato nella fig. 5.

In ricezione AM, lo stadio d'ingresso per la FM viene escluso mediante il commutatore ($S_5$) che interrompe il circuito di alimentazione. Nel primo stadio di media frequenza FM sono stati inseriti degli interruttori onde consentire la trasformazione di esso da amplificatore di media frequenza per FM in oscillatore-mescolatore per AM. La sensibilità della sezione a modulazione di frequenza è di 2 $\mu$V per un'uscita di 50 mW. La selettività ammonta a 70 per dissintonia di 300 kHz.

La sensibilità della sezione a modulazione di ampiezza è di 40 $\mu$V/m, sempre per una uscita di 60 mW. La selettività è 40 per una dissintonia di 9 kHz.





Fig. 4 - Collegamento dei filtri, rispettivamente in serie e in parallelo.

La sezione amplificatrice b.f. consiste in uno stadio preamplificatore, uno stadio pilota ed uno stadio d'uscita in « push-pull » funzionante in classe B. Quest'ultimo può fornire all'altoparlante una potenza utile di 500 mW.

In ricezione FM, la corrente di riposo, in assenza di segnale, ammonta a 28 mA ed a piena uscita l'assorbimento di corrente resta al di sotto dei 200 mA. Il consumo medio si aggira intorno ai 70 mA.

Nelle pagine che seguono, diamo una descrizione più dettagliata delle varie sezioni del ricevitore.

## 1. - PREAMPLIFICATORE RF

Nel preamplificatore di radio frequenza, il transistore OC171 è collegato con base comune. È stato scelto questo tipo di circuito poichè rispetto al funzionamento con emettitore comune, l'amplificazione è maggiore. Sebbene il guadagno unilateralizzato sia il medesimo per entrambi i circuiti, nel circuito con emettitore comune la reazione, nella gamma di frequenza che ci interessa, risulta negativa, mentre diventa positiva nel circuito con base comune. Ciò significa che il guadagno ottenibile col collegamento con base comune è di circa 3 dB superiore al guadagno unilateralizzato.

L'amplificazione conseguibile ha quindi un valore medio di circa 12 dB. Il margine di sicurezza del circuito con base comune, nonostante la presenza della reazione positiva, è tale da garantire la stabilità di funzionamento in qualsiasi condizione.

L'antenna è un dipolo semplice con impedenza di 60 Ω. Dato che l'impedenza d'ingresso dell'OC171, collegato con base comune, per la gamma di frequenza considerata, è di circa 100 Ω, l'adattamento per la massima potenza si ottiene con un fattore di accoppiamento tra $L_1$ ed $L_2$ pari a 0,75 ed un rapporto spire di 1 : 1.

Il rapporto segnale-disturbo del transistore OC171 è particolarmente favorevole con una resistenza d'ingresso di circa 60 Ω. Dato però che il fattore di rumore aumenta di una quantità trascurabile con una resistenza d'ingresso di circa 100 Ω, l'adattamento sopraindicato si dimostra ottimo non soltanto agli effetti della massima potenza, ma anche agli effetti del minimo rumore.

Il circuito d'ingresso $L_2C_1$ è accordato alla frequenza di 97 MHz mediante il condensatore variabile $C_1$. Questo circuito risulta fortemente smorzato dalla bassa impedenza d'ingresso del transistore e dalla resistenza dell'antenna e conseguentemente in condizioni di carico presenta un fattore di merito $Q$ piuttosto basso, circa 7, realizzando quindi una larghezza di banda notevole e trascurabili perdite di inserzione.

Il fatto che il circuito d'ingresso sia sintonizzato su una frequenza prossima all'estremità più alta della gamma FM, ha il vantaggio di compensare la diminuzione di amplificazione del transistore in questa parte della gamma. In questa maniera sull'intera gamma FM si riesce ad ottenere una sensibilità pressochè costante. Nonostante il basso valore di $Q$ (in presenza di carico), la reiezione della frequenza immagine è sufficientemente elevata.

L'uscita dello stadio preamplificatore è collegata ad un circuito accordato e, attraverso $C_6$, all'ingresso dello stadio mescolatore-oscillatore.

## 2. - CONVERTITORE AUTOOSCILLANTE

La fig. 2 illustra il circuito tipico dell'oscillatore. Quest'ultimo è accordato su una frequenza di 10,7 MHz superiore a quella del segnale. In tal modo le frequenze immagine si trovano al di fuori della gamma occupata dalle trasmissioni televisive.

Il transistore mescolatore-oscillatore è anch'esso collegato con base comune in quanto, come abbiamo detto precedentemente, questa soluzione consente di ottenere una reazione positiva nella gamma di frequenze che ci interessa.

Collegando un condensatore tra collettore ed emettitore, la reazione positiva aumenta in maniera sufficiente a mantenere le oscillazioni. Ciò può spiegarsi meglio con riferimento alla fig. 3. In ricezione FM, la corrente di collettore $i_c$ è in anticipo di 90° rispetto alla tensione d'ingresso $v_i$. Detta corrente dà origine ai capi del circuito oscillante ad una tensione $v_o$ in opposizione di fase rispetto alla corrente del collettore stesso. Supponendo che l'impedenza d'ingresso del transistore sia resistiva e di basso valore rispetto alla capacità di reazione $C_{12}$, la corrente $i_r$ che scorre attraverso tale capacità sarà in anticipo di circa 90° rispetto alla tensione di uscita $v_o$. Ne consegue che la tensione $v_r$ presente ai capi del circuito d'ingresso e prodotta da $i_r$ sarà pressocchè in fase rispetto alla tensione d'ingresso $v_i$. Le capacità di $C_6$ e di $C_{12}$, nonchè le capacità parassite presenti nel circuito d'ingresso dello stadio, possono essere in parte compensate mediante l'induttanza $L_4$. $L_4$ può inoltre servire come mezzo di regolazione della tensione dell'oscillatore. Per consentire il miglior adattamento alle dispersioni delle caratteristiche dei transistori $L_4$ dovrebbe essere variabile. È tuttavia preferibile rendere variabile il condensatore di reazione $C_{12}$, invece che l'induttanza $L_4$, in quanto mentre quest'ultima può essere variata solo di un fattore di circa 2, il condensatore di reazione può essere facilmente variato di un fattore compreso tra 4 e 5. Un'altra funzione di $L_4$ è quella di offrire unitamente alla capacità $C_7$ (v. fig. 5), un passaggio a bassa impedenza ai segnali a 10,7 MHz.

Il valore medio della tensione oscillante

(il testo segue a pag. 305)

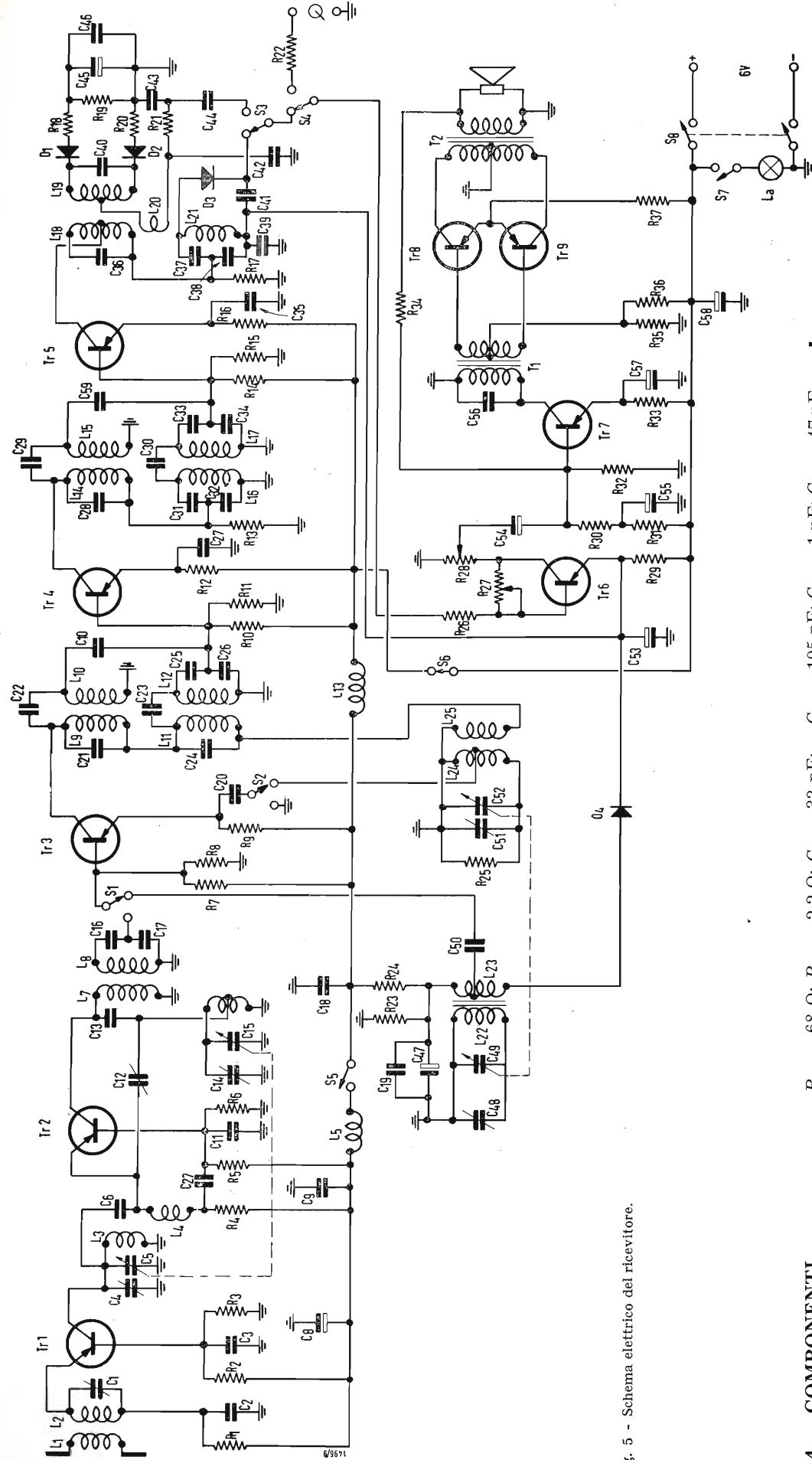



Fig. 5 - Schema elettrico del ricevitore.

## 4. - COMPONENTI

$R_1$ = 560 Ω; $R_2$ = 1,5 kΩ; $R_3$ = 6,8 kΩ; $R_4$ = 560 Ω; $R_5$ = 1,5 kΩ; $R_6$ = 6,8 kΩ; $R_7$ = 2,7 kΩ; $R_8$ = 10 kΩ; $R_9$ = 1 kΩ; $R_{10}$ = 2,7 kΩ; $R_{11}$ = 10 kΩ; $R_{12}$ = = 1 kΩ; $R_{13}$ = 1,2 kΩ; $R_{14}$ = 2,7 kΩ; $R_{15}$ = 10 kΩ; $R_{16}$ = 1 kΩ; $R_{17}$ = 1,2 kΩ; $R_{18}$ = 820 Ω; $R_{19}$ = 22 kΩ; $R_{20}$ = 600 Ω; $R_{21}$ = 22 kΩ; $R_{22}$ = 220 kΩ; $R_{23}$ = 6,8 kΩ; $R_{24}$ = 1 kΩ; $R_{25}$ = = 33 kΩ; $R_{26}$ = 47 kΩ; $R_{27}$ = 1 MΩ; $R_{28}$ = 1 kΩ; $R_{29}$ = 1 kΩ; $R_{30}$ = 3,3 kΩ; $R_{31}$ = 1,5 kΩ; $R_{32}$ = 22 kΩ; $R_{33}$ = = 330 Ω; $R_{34}$ = 68 kΩ; $R_{35}$ = 2,7 kΩ; $R_{36}$ = 68 Ω; $R_{37}$ = 2,2 Ω; $C_1$ = 33 pF; $C_2$ = 820 pF; $C_3$ = 820 pF; $C_4$ = 1,25 ÷ 13,25 pF; $C_5$ = 3,5÷13,5 pF; $C_6$ = 3,3 pF; $C_7$ = 330 pF; $C_8$ = 250 µF; $C_9$ = 2,2 nF; $C_{10}$ = 195 pF; $C_{11}$ = = 1 nF; $C_{12}$ = 1,25÷7,25 pF; $C_{13}$ = = 68 pF; $C_{14}$ = 1,5÷23,5 pF; $C_{15}$ = = 3,5÷13,5 pF; $C_{16}$ = 100 pF; $C_{17}$ = = 820 pF; $C_{18}$ = 47 nF; $C_{19}$ = 47 nF; $C_{20}$ = 6,8 nF; $C_{21}$ = 160 pF; $C_{22}$ = = 3,3 pF; $C_{23}$ = 0,8 pF; $C_{24}$ = 110 pF; $C_{25}$ = 195 pF; $C_{26}$ = 1 nF; $C_{27}$ = 47 nF; $C_{28}$ = 160 pF; $C_{29}$ = 3,3 pF; $C_{30}$ = 1,8 pF; $C_{31}$ = 110 pF; $C_{32}$ = 1,5 nF; $C_{33}$ = 195 pF; $C_{34}$ = 1 nF; $C_{35}$ = 47 nF; $C_{36}$ = 47 pF; $C_{37}$ = 110 pF; $C_{38}$ = = 1,5 nF; $C_{39}$ = 47 nF; $C_{40}$ = 47 pF; $C_{41}$ = 1,5 nF; $C_{42}$ = 390 pF; $C_{43}$ = = 470 pF; $C_{44}$ = 10 nF; $C_{45}$ = 5 µF/6 V; $C_{46}$ = 10 nF; $C_{47}$ = 25 µF/6 V; $C_{48}$ = = 5÷60 pF; $C_{49}$ = 9,5÷489 pF; $C_{50}$ = 2,2 nF; $C_{51}$ = 5÷60 pF; $C_{52}$ = = 9÷160 pF; $C_{53}$ = 100 µF/12,5 V; $C_{54}$ = 16 µF/12,5 V; $C_{55}$ = 100 µF/6 V; $C_{56}$ = 3,3 nF; $C_{57}$ = 100 µF/6 V; $C_{58}$ = 250 µF/12,5 V; $C_{59}$ = 195 pF; $TR_1$, $TR_2$, = OC171; $TR_3$, $TR_4$, $TR_5$ = OC170; $TR_6$ = OC75; $TR_7$ =





= OC75; $TR_8$ + $TR_9$ = 2-OC74; $D_1$, $D_2$, $D_3$ = OA79; $D_4$ = OA90. $L_1$, 4 spire ⊘ 0,3 smaltato, avvolte tra le spire di $L_2$; $L_2$, 4 spire ⊘ 1,0 smaltato, avvolte con passo di 2 mm. Induttanza 0,18 µH; $L_3$ 3 spire ⊘ 1,0 mm smaltato, avvolte con passo di 1,75 mm. Induttanza 0,085 µH; $Q_0$ = 200; $L_4$, 10 spire ⊘ 0,5 smaltato: spire affiancate, senza supporto; diametro della bobina 7 mm; induttanza 0,65 µH; $L_5$ = $L_{13}$, Impedenza di filtro; induttanza 0,1 mH; $L_6$, 2,25 spire rame nudo argentato (30 µ) ⊘ 1,0 mm, avvolte con passo di 2,5 mm; $Q_0$ > 200; induttanza 0,062 µH; presa a 1 e 1/8 spire; $L_7$ = $L_8$, 30 spire filo Litz da 36 × 0,03 affiancate avvolte su supporto per filtro FI; induttanza 2,8 µH; $Q_0$ = 100 (misurato con schermo inserito). $L_9$, $L_{10}$, $L_{14}$, $L_{15}$, 13 spire filo Litz da 36×0,03 affiancate, avvolte su supporto per filtro FI; induttanza 1,3 µH; $Q_0$ = 100 (misurato con schermo inserito). $L_{18}$, $L_{19}$, $L_{20}$, Discriminatore a rapporto; presa sul primario alla 26ª spira. $L_{11}$, $L_{12}$, $L_{16}$, $L_{17}$, Filtro per FI. $L_{21}$, Filtro per FI (usare un solo circuito sintonizzato). - *Bobina dell'oscillatore* (per la gamma onde medie) $L_{25}$ $L_{24}$ *Bobina di Aereo* (per la gamma onde medie) Nucleo in ferrite per antenne 200×9,5 mm/4B. $L_{22}$, 47 spire di filo Litz 36×0,03 affiancate, avvolte su supporto come illustrato nella figura.

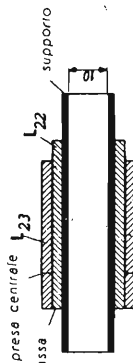
presa centrale $L_{23}$ — lato massa — $L_{22}$ — supporto — 10

$L_{23}$, 30 spire di filo Litz 36×0,03 affiancate, avvolte direttamente su $L_{22}$ (come indicato nella figura); presa alla 5ª spira.

*Tabella 1*

| Collegamento | Filtri con collegamento in serie | | | | Filtri con collegamento in parallelo | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1 s | 2 s | 3 s | 4 s | 1 p | 2 p | 3 p | 4 p |
| Presa filtro FM | ind. | ind. | cap. | cap. | ind. | ind. | cap. | cap. |
| Presa filtro AM | ind. | cap. | ind. | cap. | ind. | cap. | ind. | cap. |

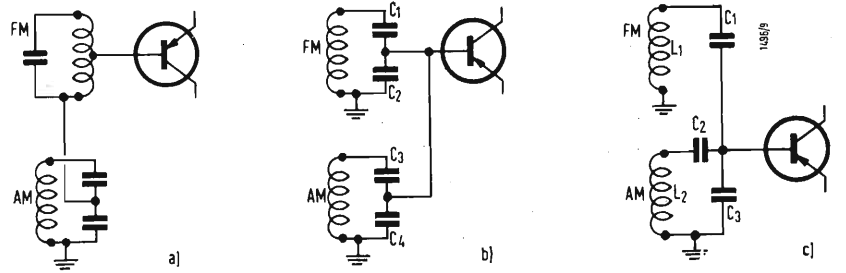



Fig. 6 - Varie possibilità di collegamento dei filtri AM-FM (vedi testo).

(segue da pag. 303)

misurato tra l'emettitore e la base ammonta a circa 200 mV e rappresenta un accettabile compromesso fra il buon funzionamento del convertitore e la sicurezza contro lo « squegging ».

La frequenza dell'oscillatore dipende in una certa misura dalla tensione di alimentazione. Con uno stadio d'uscita in classe *B*, l'assorbimento di corrente di batteria va da un valore di 28 mA, in assenza di segnale, ad un massimo di 200 mA a piena potenza. A causa della resistenza interna della batteria, tale variazione di corrente determina a sua volta una variazione della tensione di alimentazione e di conseguenza della frequenza di oscillazione. Ciò può dare adito ad una distorsione che può venire ridotta collegando il transistore oscillatore-mescolatore ad una presa intermedia del circuito oscillante FM. La variazione della frequenza dell'oscillatore causata da una variazione della tensione di alimentazione viene così ridotta a meno di 50 kHz per volt entro un campo da 6 a 5 V.

Il guadagno di conversione, tenuto conto delle perdite dei filtri passa banda, ammonta a circa 10 dB. Il guadagno medio dell'intero stadio d'ingresso FM è di 22 dB, mentre il fattore di rumore ha un valore medio di 8,5 dB.

La tensione irradiata misurata ai capi di una resistenza da 60 Ω collegata ai morsetti d'antenna non supera il valore di 1,5 mV.

## 3. - AMPLIFICATORE FI

La sezione di frequenza intermedia del ricevitore comprende tre stadi amplificatori per la ricezione FM, di cui gli ultimi due vengono impiegati anche per l'amplificazione in media frequenza dei segnali a modulazione di ampiezza. Il primo transistore dell'amplificatore di media frequenza per FM funziona in ricezione AM come convertitore autooscillante. Per passare da un funzionamento all'altro viene usato un commutatore il quale, tramite la capacità $C_{20}$, collega l'emettitore del transistore a massa (posizione FM), oppure al circuito oscillante (posizione AM).

Quanto agli stadi di media frequenza in comune per FM e AM possiamo giustificare gli accorgimenti circuitali apportati con le seguenti considerazioni. Se i secondari dei filtri di banda per AM ed FM vengono collegati in serie, non è possibile utilizzare una presa capacitiva sul circuito accordato per FM (v. fig. 4 *a*), in quanto l'impedenza relativamente elevata del condensatore $C_2$ nei confronti del segnale di media frequenza dell'AM (dovuta al fatto che il filtro FM è induttivo a tale frequenza) causerebbe ulteriori perdite e potrebbe provocare instabilità. Per la stessa ragione una presa intermedia induttiva non è realizzabile per il filtro dell'AM; nel funzionamento in FM, $L_2$ costituirebbe un'impedenza in serie di valore relativamente elevato nei confronti del filtro FM.

Se i filtri vengono collegati in parallelo

(v. fig. 4 *b*), non è possibile praticare alcuna presa intermedia induttiva; nel funzionamento in FM il filtro relativo verrebbe smorzato dall'impedenza del filtro AM e ciò determinerebbe un ulteriore aumento delle perdite. Nel funzionamento in modulazione di ampiezza il filtro relativo verrebbe pressocchè cortocircuitato.
Esaminando le varie possibilità di realizzare prese intermedie sui filtri, come illustrato nella tabella riportata a pag. 305 due sole combinazioni si rivelano accettabili e precisamente le combinazioni 2*s* e 4*p*.
L'inconveniente del circuito illustrato nella fig. 6 *a*, consiste nel fatto che, alla frequenza di 10,7 MHz, è difficile realizzare una presa induttiva con un grado di accoppiamento sufficientemente stretto.
Quando il fattore di accoppiamento è inferiore all'unità, appare un'induttanza dispersa in serie al terminale del transistor che danneggia l'adattamento per il massimo di potenza e può dare adito ad instabilità.
È preferibile quindi il circuito della fig. 6 *b*. Esso è stato semplificato come illustrato dalla fig. 6 *c*, nella quale i condensatori $C_2$ e $C_4$ della fig. 6 *b* sono stati sostituiti da un unico condensatore ($C_3$).

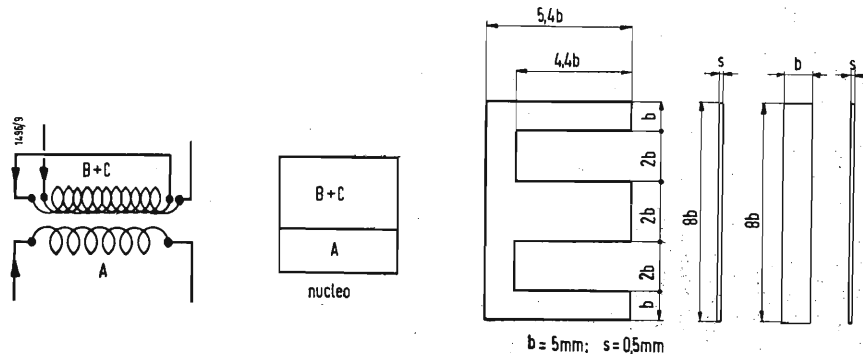
Nel funzionamento in modulazione di ampiezza, il circuito accordato è costituito da $L_2$, $C_2$ e dalla combinazione in parallelo di $C_3$ e $C_1$ in quanto $L_1$ costituisce pressochè un cortocircuito per il segnale AM. Nel funzionamento in FM, il circuito di sintonia è costituito da $L_1$ e dalla combinazione in serie di $C_1$ e $C_3$. I primari dei filtri di banda per FM sono dimensionati in modo tale che, con un adattamento appropriato, il collettore del transistore può essere collegato alla parte superiore del primario senza alcun pericolo di instabilità. È possibile inoltre disporre di una presa induttiva intermedia sui primari dei filtri, purchè le variazioni del fattore di accoppiamento siano contenute entro bassi valori.
Nel collegamento in serie dei primari dei filtri di banda per FM e per AM, non si incontreranno difficoltà con i due sistemi di accoppiamento precedentemente menzionati, purchè in FM l'impedenza del filtro AM sia bassa (ad esempio, 10 volte inferiore) rispetto all'impedenza del filtro FM. Nel filtro passa banda per la modulazione di ampiezza, si può usare tanto una presa intermedia induttiva quanto una presa intermedia capacitiva.
Il fattore di accoppiamento dai due filtri FM viene regolato al valore *kQ* (con carico) = 1,2 mediante i condensatori di accoppiamento $C_{22}$ e $C_{29}$. Con una corrente di riposo di 1 mA per ogni transistore, l'ampiezza di banda risultante è di 200 kHz e il fattore di selettività è 70 per una dissintonia di 300 kHz.
Il fattore di accoppiamento dei filtri passa banda AM viene regolato ad un valore *kQ* (con carico) = 1 mediante condensatori di accoppiamento $C_{23}$ e $C_{30}$. Con una corrente di riposo di 1 mA per ogni transistore, l'ampiezza di banda è di 4 kHz; il fattore di selettività è 40 con una dissintonia di 9 kHz.

## 5. - RIVELAZIONE

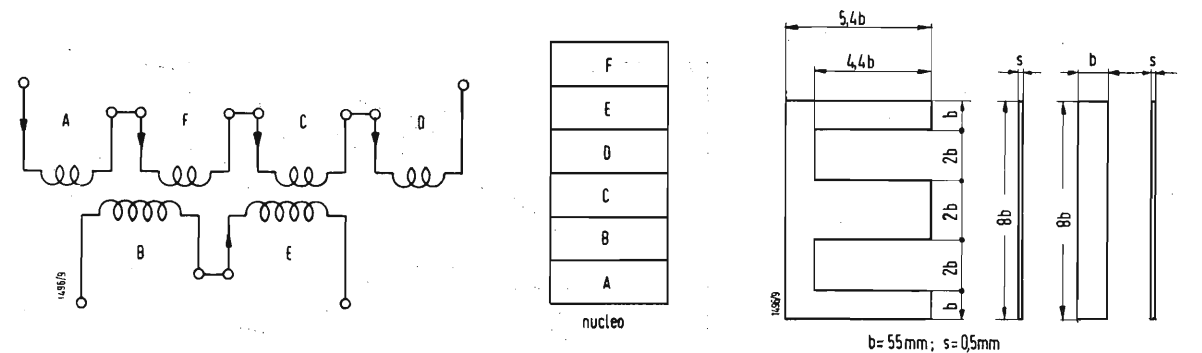
Per la rivelazione dei segnali FM viene impiegato un rivelatore a rapporto. Nei confronti del rivelatore Foster-Seely, il rivelatore a rapporto ha il vantaggio di funzionare anche da limitatore. Il rivelatore Foster-Seely è tuttavia più sensibile specialmente per potenze d'ingresso elevate. Con bassi livelli d'ingresso, la differenza di sensibilità tra i due tipi è trascurabile. Poichè per il funzionamento dell'amplificatore di bassa frequenza è sufficiente una potenza ridotta ($10^{-10}$ W), la differenza di sensibilità ammonta soltanto a 1 dB. La sensibilità del rivelatore a rapporto è di 1 mV/V per una deviazione di fre-

## 8. - DATI DEL TRASFORMATORE PILOTA ($T_1$)

| Avvolgim. | Numero spire | ⌀ del filo (mm) | Larghezza avvolgim. (mm) | Spire per strato | N. degli strati | Resistenza alla c.c. (Ω) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| A | 1700 | 0,12 | 19,5 | 121 | 14 | 173 |
| B | 740 | 0,20 | 19,5 | 74 | 10 | 35 |
| C | 740 | 0,20 | 19,5 | 74 | 10 | 35 |

Per l'isolamento tra gli strati usare carta da 15 μ.
Tutti gli avvolgimenti sono realizzati con filo smaltato.
Le frecce indicano il punto di inizio di ogni avvolgimento.
Gli avvolgimenti B e C sono avvolti con conduttore bifilare.
Dimensioni del nucleo 40 × 32 × 16 mm.
Lamierino tipo: SiFe 2,6 (composizione: 0,8 .. .. 2,3 % Si; resto ferro).

## 9. - DATI DEL TRASFORMATORE DI USCITA ($T_1$)

| Avvolgim. | Numero spire | ⌀ del filo (mm) | Larghezza avvolgim. (mm) | Spire per strato | N. degli strati | Resistenza alla c.c. (Ω) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| A | 111 | 0,40 | 19,5 | 37 | 3 | 1,12 |
| B | 56 | 0,55 | 19,5 | 28 | 2 | 0,30 |
| C | 111 | 0,40 | 19,5 | 37 | 3 | 1,12 |
| D | 111 | 0,40 | 19,5 | 37 | 3 | 1,12 |
| E | 55 | 0,55 | 19,5 | 28 | 2 | 0,30 |
| F | 111 | 0,40 | 19,5 | 37 | 3 | 1,12 |

Le frecce indicano il punto di inizio di ogni avvolgimento.
Per l'isolamento tra gli strati usare carta da 15 μ.
Tutti gli avvolgimenti sono realizzati con filo smaltato.
Dimensioni del nucleo: 40 × 32 × 16.
Tipo di lamierino: SiFe 2,6 (composizione: 0,8 .. .. 2,3 % Si; resto ferro).

quenza di 1 kHz, per cui, con la normale variazione di frequenza di 15 kHz, la perdita di rivelazione ammonta a 40 dB.
Il rivelatore AM è del tipo convenzionale, ed ha una perdita di rivelazione di circa 22 dB.

## 6. - CONTROLLO AUTOMATICO DI GUADAGNO

Nella sezione AM del ricevitore, detto controllo viene realizzato mediante un diodo di smorzamento ($D_4$). Questo diodo è in parallelo al circuito di antenna AM ed è collegato ad un valore di tensione fissato dal partitore di tensione $R_{23}$-$R_{24}$. Il controllo è ottenuto grazie alla tensione in c.c. ricavata dal rivelatore. L'energia disponibile per il controllo viene amplificata dal primo stadio di amplificazione di bassa frequenza, che in questo caso è usato anche come amplificatore di bassa frequenza, che in questo caso è usato anche come amplificatore in c.c. In presenza di segnali deboli provenienti dallo stadio rivelatore, la tensione di polarizzazione e la tensione di controllo non rendono il diodo conduttore ed il circuito d'aereo è privo di smorzamento. Non appena si presenta al rivelatore un segnale di una certa intensità il diodo conduce provocando così lo smorzamento del circuito d'aereo. La resistenza dinamica del diodo varia al variare della tensione diretta applicata e lo smorzamento del circuito d'aereo varierà quindi in modo analogo: a tensioni più elevate la resistenza dinamica diventa più bassa e provoca così un aumento dello smorzamento.

## 7. - L'AMPLIFICATORE DI AUDIO FREQUENZA

Lo stadio finale, costituito da due transistori OC74 funzionanti in classe B, può fornire all'altoparlante, come si è detto, una potenza di circa 500 mW.
Il circuito è stato progettato in modo da non richiedere la regolazione delle correnti di collettore per ogni singolo amplificatore. La corrente di riposo dei collettori ammonta a 2 × 2,5 mA.
Come pilota viene usato un OC75 con una corrente di 3 mA e, come preamplificatore, pure un OC75 che assume anche il ruolo di amplificatore di c.c. per il controllo automatico di guadagno per la modulazione di ampiezza.
Il guadagno totale dell'intera sezione AF con impedenza d'ingresso di circa 50 kΩ ammonta a 74 dB.
La risposta in frequenza è costante entro 3 dB da 90 Hz a 14 kHz. La distorsione è del 5 % con la massima potenza d'uscita.

*A*

dott. Guido Silva

# Problemi d'un laboratorio TV per UHF strumenti d'impiego generale

*Il prevedibile, rapido sviluppo nell'impiego delle UHF per la irradiazione del secondo programma TV pone il tecnico di fronte a nuovi problemi che devono essere affrontati per tempo.*

(parte prima)

Fig. 1 - Misuratore di campo UNA.

Un Laboratorio Radio TV che voglia convenientemente attrezzarsi, con una spesa non eccessiva, nel campo delle U.H.F. si trova di fronte ad una serie di interrogativi che, per quanto ci è dato sapere, l'industria nazionale specializzata nel ramo non ha, con l'eccesso di riserbo, contribuito a risolvere.

Quali sono gli strumenti più richiesti, più utili, dei quali metta conto provvedersi in tempo? Questa è la domanda che si pone spontaneamente chiunque, nel campo delle riparazioni TV voglia coscienziosamente essere all'altezza dei tempi senza correre il rischio di gettare invano del denaro. Scopo delle note che seguono, frutto di quotidiana esperienza di Laboratorio, vorrebbe essere appunto un modesto contributo inteso ad orientare il lettore secondo criteri obiettivi, verso la soluzione dei vari quesiti strettamente dipendenti dall'impiego delle U.H.F.

In un buon Laboratorio attrezzato per eseguire qualsiasi lavoro di riparazione, e, con una certa pretesa di progetto nel campo televisivo V.H.F., non mancano mai almeno: sweep generator e marker, oscilloscopio con relative sonde, voltmetro a valvola, sonde EAT e AF oscillatori e calibratori, oltre a provavalvole, misuratore di campo, grid-dip meter, generatore di barre, generatore di onde quadre in BF e MF cassette campione R.C. ecc.

## 1. — GENERALITÀ.

E per l'U.H.F.? Vediamo di procedere con ordine iniziando dall'antenna. A parte problemi pratici di installazione e di scelta del cavo di cui è già stato autorevolmente detto su questa stessa Rivista serve un misuratore di campo in U.H.F.? A nostro giudizio (con tutte le riserve del caso circa l'effettiva utilità del suo impiego in misure di valore assoluto) lo riteniamo, se non indispensabile, almeno conveniente. Ci riferiamo, in particolare, a strumenti che consentano una certa attendibilità dei valori di campo misurati, quando si tratti di calcolare, a tavolino, l'attenuazione di una linea di date caratteristiche. D'altra parte è ben risaputo che i fenomeni di riflessione (ghosts) non sono rilevabili che dal televisore stesso. Quindi, la funzione del misuratore, da questo solo punto di vista, è ben aleatoria, tanto più che nelle onde centimetriche sono ben noti i tipici fenomeni di riflessione multipla. A parte queste considerazioni di ordine generale, la ben nota Casa UNA di Milano ha posto sul mercato il suo misuratore





Fig. 2 - Schema elettrico del misuratore UNA.

Fig. 3 *a* - Gruppo convertitore ELCOM.

di campo U.H.F. EP536 (di cui a fig. 1) che risponde perfettamente allo scopo per cui è stato costruito, senza naturalmente pretendere di accedere all'orbita dei misuratori dalle caratteristiche professionali. (Tipici, ad esempio, quelli impiegati dalla R.A.I.). Il suo campo di frequenza va da 470 a 850 MHz e consente la misura di valori relativi di campo compresi tra 5 $\mu$V e 50 mV, con alimentazione da rete luce e autonoma mediante vibratore. L'ingresso è bilanciato a 300 $\Omega$ quindi è di immediato impiego con le tipiche antenne a farfalla U.H.F. Le valvole impiegate sono: 6AF4A (osc. U.H.F.), 3 6CB6 (ampl. MF), 1 OA2 (stabilizzatrice), un diodo al silicio 1N82A (convertitore), un diodo al germanio OA85, un raddrizzatore al selenio Siemens B250/75.

Lo schema elettrico è riportato a fig. 2. In esso si notano: il sintonizzatore U.H.F. privo di stadio AF ed i tre stadi di MF sintonizzati a 25 MHZ. Il 3° stadio agisce in «reflex» consentendo contemporaneamente l'amplificazione in BF del segnale rivelato dal diodo OA85. Una cuffia ad alta impedenza rende audibili gli impulsi di sincronismo a 50 Hz della P.V. differenziandoli dalla P.S.

Lo strumento, di uso pratico, assomma alle limitate dimensioni un peso ridotto ed un prezzo conveniente che ne fanno un valido aiuto per l'installatore d'antenne consentendogli un mezzo semplice di valutazione del segnale.

Essendo risaputo che l'attenuazione dei comuni cavi di antenna diviene quasi proibitiva negli impianti U.H.F. di un certo sviluppo (impianti centralizzati) è facile prevedere in questi casi un rilevante impiego di convertitori U.H.F.-V.H.F. di cui l'industria specializzata nazionale ha già espresso ottimi prototipi. (Elcom e Ricagni, vedere fig. 3 *l'antenna*, settembre 1959, N. 9, pagg. 387-391). Il vantaggio del convertitore riveste inoltre un altro aspetto: ringiovanisce qualsiasi televisore consentendogli automaticamente la ricezione del secondo programma, con il semplice scatto del sintonizzatore V.H.F., senza manomissione alcuna e con spesa di installazione ripartita tra tutti gli utenti. È sin da ora pressochè certo però, che anche usando uno stadio di AF (naturalmente con griglia a massa), sul guadagno del convertitore non si può fare eccessivo affidamento anche a causa del peggiorato rapporto segnale-disturbo.

Chi già possiede un misuratore di campo V.H.F. può usare il convertitore di cui si dirà in seguito, per trasformarlo automaticamente in U.H.F. Resta, è vero il problema della nuova taratura dello strumento le cui indicazioni non sono più attendibili. Non è però difficile procedere alla tracciatura di una nuova scala sulla scorta di uno strumento di campionatura che operi nelle stesse condizioni di lavoro.

Uno strumento che, nato dai tentativi di un noto dilettante americano ha trovato estese zone di applicazione anche nel campo TV è il Grid-Dip Meter. Nel campo U.H.F., se non andiamo errati, non esiste ancora nulla del genere costruito in Italia. Sono però noti gli strumenti della MEASUREMENT CORPORATION (Mod. 59 U.H.F.) e della BOONTON ELECTRONICS CORP. (Mod. 101 B) (fig. 4) che coprono una gamma compresa tra circa 300 e 1000 MHz. Le applicazioni anche in questo caso sono vastissime. Esse vanno dalle misure di frequenza con una tolleranza del 2% alla generazione di segnali marker in tutta la gamma coperta. I circuiti impiegati, stanti le frequenze molto elevate non possono essere i classici che a 250÷300 MHz devono già lavorare con induttanze irrisorie e quindi con $Q$ trascurabili. Le valvole, come sempre su queste frequenze, devono presentare tempi di transito eccezionalmente bassi, induttanze e capacità interelettrodiche ed ai terminali di valori limitatissimi. I tubi usati sono: la 6AF4 (6T4) americana o la EC(PC)86 Europea. Si può anche sostituire al circuito oscillante, naturalmente a risonanza in serie, uua linea bifilare o coassiale risonante. In Francia si è già fatto qualcosa del genere, anche nei grid-dip meters.





I generatori di barre impiegati nelle tre Bande, dal canto loro, continuano servire benissimo allo scopo, in quanto la geometria dell'immagine non può essere influenzata dal cambio di gamma. Se lo fosse non sarebbe difficile accertarne le cause nello stesso gruppo convertitore.

Quanto all'oscilloscopio, calibratore ed eventuale commutatore elettronico, agli effetti pratici di laboratorio, le cose stanno come prima non richiedendosi modifiche di alcun genere.

Una variante, eventualmente, potrà studiarsi per il voltmetro a valvola che può essere adattato alla lettura delle nuove frequenze, quando sia richiesto. Generalmente si provvede aggiungendo un diodo di tipo speciale (EA52 Philips) contenuto in apposita testina (probe) di cui a fig. 5 e 6.

A fig. 5 è riportato lo schema elettrico. Sono visibili il diodo $D$, la capacità parassita di ingresso $C$, il condensatore $C_1$ da 1000 pF e 500 V lavoro (triplo da 330 pF per ridurre l'autoinduzione dei collegamenti), il resistore di filtro $R_1$ da 10 M$\Omega$, il condensatore $C_2$ da 1500 pF, il carico costituito dal partitore resistivo di ingresso nel voltmetro a valvola (normalmente 10 M$\Omega$) ed il piccolo condensatore $C_3$ da 100 pF contenuto nel bocchettone d'innesto nello strumento.

$C_3$ rappresenta la capacità del cavo schermato unita alla capacitá aggiuntiva terminale destinata a compensare l'autoinduzione di $C_2$. Il cavo di collegamento comporta due conduttori interni di cui il primo trasferisce il segnale rivelato, il secondo porta la corrente di accensione (0,3 A) che può essere agevolmente prelevata, mediante boccola e bananina, dallo stesso strumento. La tensione massima inversa che il diodo può sopportare è: $V_{inv}$ max $\times$ $10^3/f$(MHz). Nella 4ª Banda quindi la tensione massima valutabile non può superare i 150 V e nella 5ª i 100 V.

È buona norma tracciare una nuovi scala per confronto con uno strumento di adeguata precisione sulle U.H.F.

La fig. 6 dà invece alcuni dettagli pratici e costruttivi. Un tubetto di alluminio da 30 mm di diametro (è stata usata la custodia tubolare di un vecchissimo elettrolitico ad umido Philips) lungo 60÷70 mm porta un puntale di ottone tornito, della lunghezza minima consentita, ed argentato, che blocca l'isolante interno ed esterno al fondello che originariamente portava il peduncolo di fissaggio allo chassis. Per ridurre il coefficiente di autoinduzione si elimini ogni filettatura e si blocca

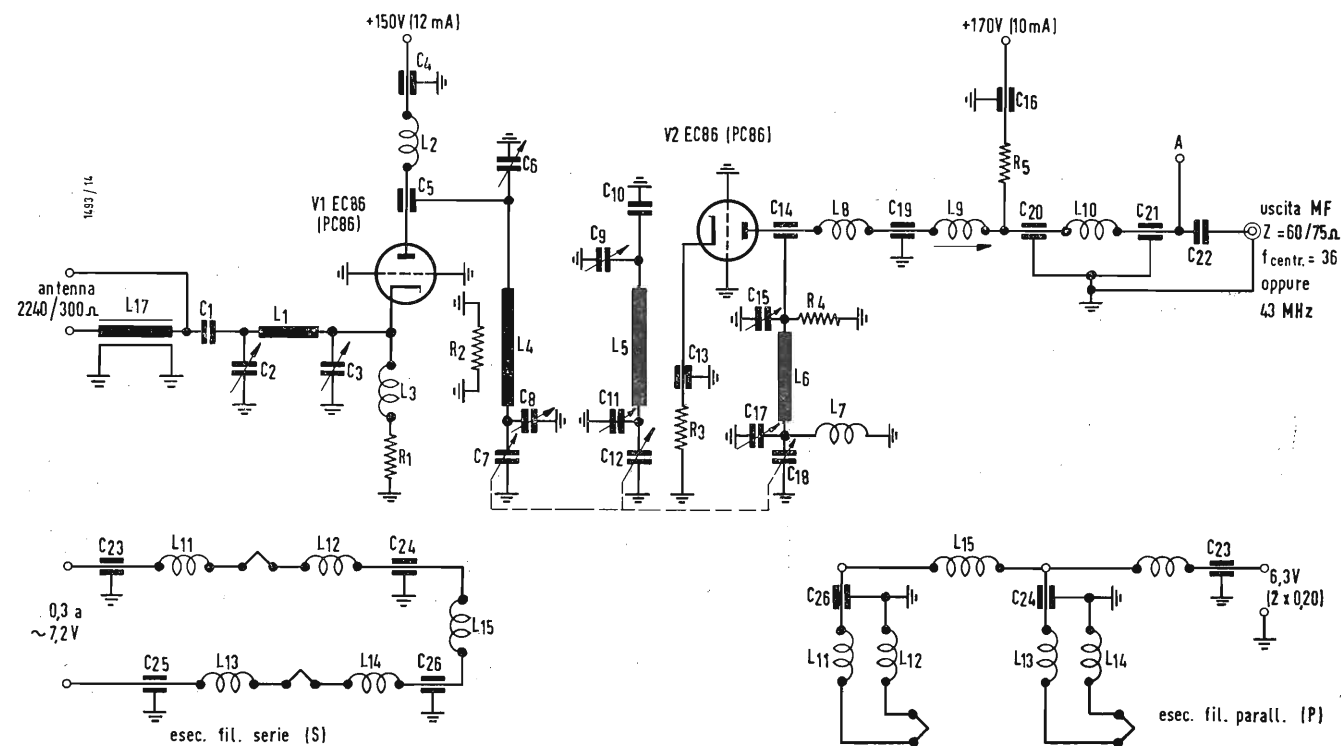



Fig. 3 *b* - Schema elettrico del convertitore ELCOM. di fig. 3ª.

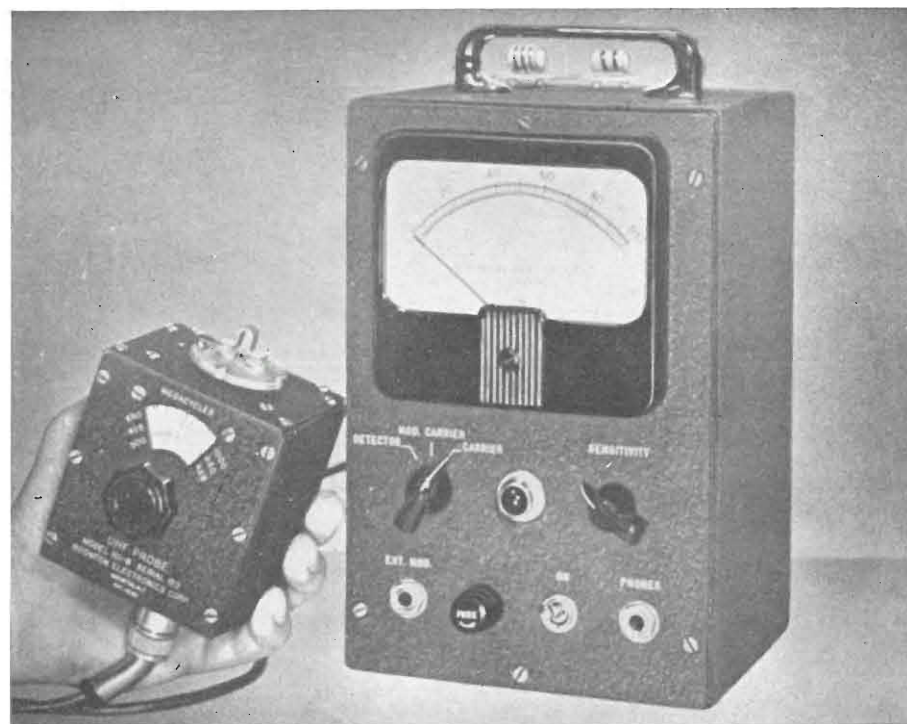



Fig. 4 - Grid dip, U.H.F. LARIR.

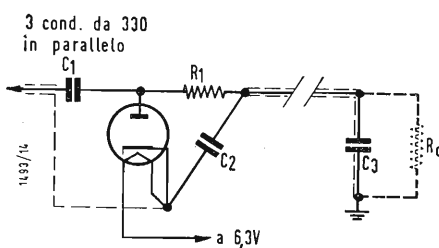



Fig. 5 - Schema elettrico del probe U.H.F.

il puntale mediante la molletta $M$ in similoro. Il foro è opportuno sia il maggiore possibile in vista della massima riduzione della capacità di ingresso $C$. I collegamenti ai tre condensatori in parallelo dovranno ridursi al minimo consentito. Il diodo EA52 è delicatamente stretto in una ghiera di ottone argentato che mantiene un saldo contatto con il catodo. La ghiera è tenuta aderente al bulbo mediante vite e dado dal quale si parte il cavetto di massa. Sulla ghiera $G$ è fissato un ancoraggio a due supporti isolati di cui il primo serve a bloccare il ritorno di $R_1$ con il cavo destinato allo strumento (1), l'altro, all'ancoraggio dell'estremo libero del filamento al cavo di alimentazione (2). $C_2$ con collegamento brevissimo è fissato tra (1) e la massa. Come si è detto, il probe deve essere isolatissimo agli effetti della AF e presentare la minima capacità verso massa. Il materiale isolante di supporto può essere: calit vitrificato o trolitul tornito con gli accorgimenti del caso. Non

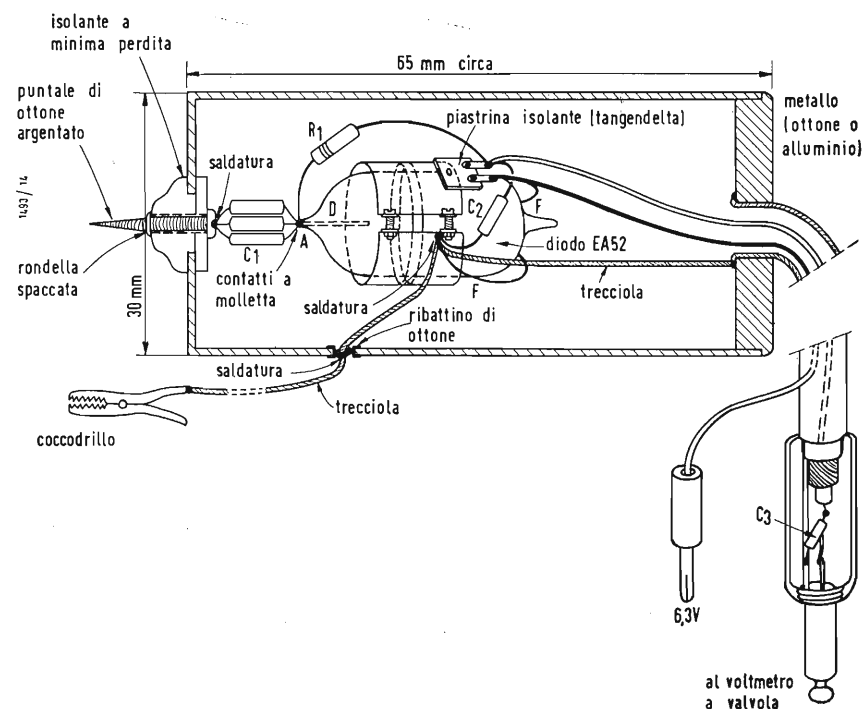



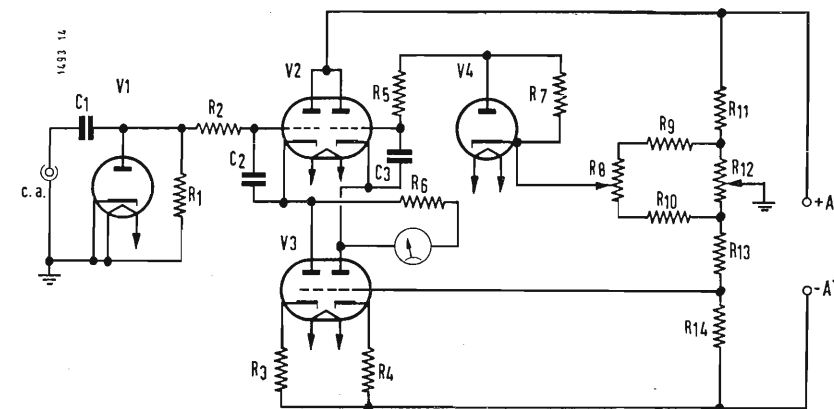
Fig. 6 - Schema pratico del probe U.H.F.





Fig. 7 - Compensazione diodica per V.V.

è conveniente l'uso del perspex o del plexiglass. Il cavetto di massa del probe, nella parte che va al telaio, immediatamente prossima al « test point » deve essere brevissimo e connesso al punto di ritorno del rivelatore diodico. È indispensabile preventivare un circuito di compensazione della « corrente di lancio » se il voltmetro a valvola non ne è provvisto internamente. Lo schema di massima di fig. 7 ne da un esempio. Esso è stato usato nel voltmetro a valvola GENERAL RADIO Mod. 1800 A.

L'inconveniente principale è dato dal fatto che la valvola $V_4$, sempre in servizio, non invecchia contemporaneamente a $V_1$. Un'altra soluzione possibile è data a fig. 8. In essa un doppio diodo (per misure sino a circa 100 MHz può servire la 6AL5-EB91) annulla gli effetti della corrente di lancio sfruttando l'opposizione dei potenziali al punto $A$ (nei confronti della massa), opposizione regolabile mediante $R_3$) che è entrocontenuta nel probe e va regolata una volta sola in fase di messa a punto. Volendo far ricorso al sistema di cui sopra nella realizzazione a figg. 5-6 si deve tener conto delle ragguardevoli dimensioni assunte dal probe (che, tra l'altro, nella seconda versione non è stato sperimentato dallo scrivente), dovute all'uso di un doppio diodo EA52.

Da notare che per letture effettuate su basse impedenze, le comuni testine a cristallo si prestano ancora abbastanza attendibilmente sino a frequenze dell'ordine dei 500 MHz.

Sin qui quasi tutto rientra nell'ordine normale delle cose. Dove invece la scelta del tecnico-riparatore può essere determinante agli effetti dei risultati conseguiti ma ancor più della spesa sostenuta, è nella scelta del tipo di generatore sweep e marker U.H.F. che, in un laboratorio ben attrezzato, non possono mancare assolutamente. Su questo tema si può dire che i vari prodotti dell'industria, nazionale ed estera, dal più al meno, hanno tratto larga ispirazione da un prototipo americano conosciutissimo: il sweep generator Mod. WR86A della R.C.A., progettato per laboratori di riparazione e caratterizzato da un buon numero di fattori positivi tra i quali un prezzo abbastanza ragionevole. Per i più esigenti la R.C.A. ha posto in vendita il Mod. WR41-B che assomma caratteristiche professionali a prezzo... proporzionato. Altre case, particolarmente americane, hanno posto sul mercato dispositivi analoghi. Si tratta però, quasi sempre di strumenti di alta precisione che superano di gran lunga le esigenze del Tecnico riparatore TV e pertanto esulano dallo scopo della nostra rassegna.

Tra i prototipi nazionali si possono citare alcuni esemplari. Tra questi: il Generatore panoramico U.H.F. Mod. 620 della LAEL che copre la gamma da 400 a 900 MHz con escursione massima in frequenza $\pm$ 12,5 MHz e con uscita a 75 Ω. Esso è dotato di attenuatore a pistone a duplice effetto. In fig. 9 si riporta un primo piano dello strumento che è destinato ai laboratori di riparazione. Su un piano di impiego più elevato si può invece considerare, sempre della stessa Casa, il Generatore U.H.F. Mod. 527. Esso, può ritenersi un campione secondario da Laboratorio ricerche. In fig. 10 è una fotografia dello stesso e in fig. 11 lo schema a blocchi.

La gamma coperta va da 230 a 950 MHz La tensione di uscita su 50 Ω, è regolabile con continuità da 1 μV a 1 V. Lo stadio oscillatore impiega un circuito butterfly e tubo EC55 Philips. La finezza costruttiva e la elegante risoluzione di numerosi problemi tecnici ne hanno fatto un prodotto che anche all'estero gode di meritata stima.

La Casa UNA (che ringraziamo per l'abbondanza dei dati comunicatici) ha invece presentato un generatore sweep che ricalca la tecnica di oltre Oceano. L'esperienza americana ha infatti dimostrato che nel campo U.H.F. (particolarmente per l'allineamento dei gruppi mancanti di amplificazione AF), più pratici dei dispositivi impieganti valvola a reattanza e dei circuiti a permeabilità variabile sono ancora i vecchi sistemi vibranti (che pur non vanno esenti da scarsa linearità), pilotati dalla bobina mobile di un equipaggio molto simile ad un altoparlante magnetodinamico. In essi la bobina è eccitata da

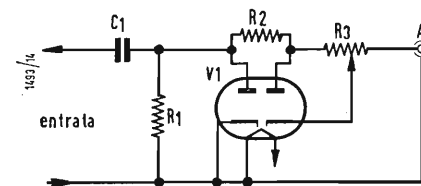



Fig. 8 - Compensazione diodica per V.V.

Fig. 9 - Generatore LAEL mod. 620

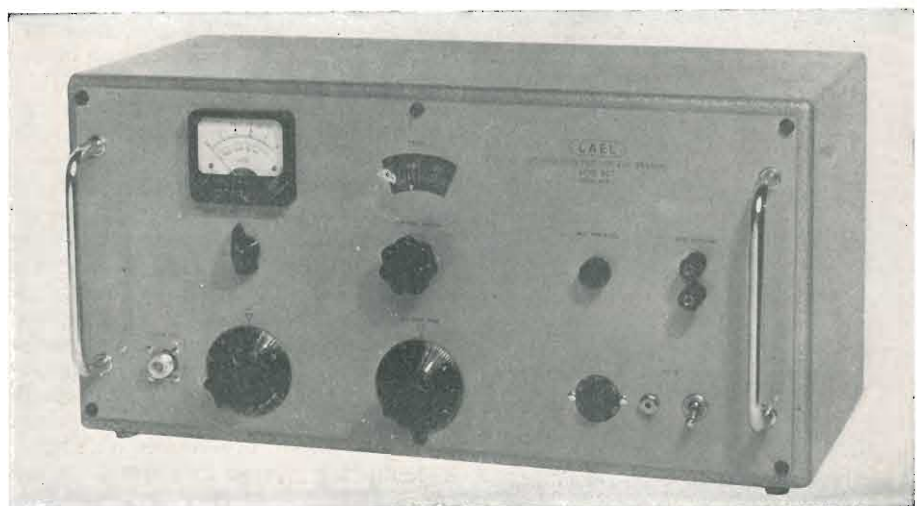



Fig. 10 - Generatore LAEL mod. 527.

BT a frequenza rete regolabile mediante un comando esterno di « ampiezza di spazzolamento ».

La modulazione di frequenza si genera in quanto è fatta variare, entro limiti abbastanza larghi, la frequenza dell'oscillatore, agendo con il dispositivo menzionato, sulla capacità terminale della linea bifilare, dal lato valvola. A questo criterio infatti si ispira il Generatore UNA Mod. EP814/A (fig. 12). Esso comprende (fig. 13) un oscillatore con valvola 6AF4A, accordata mediante una linea in $\lambda/4$, tra 330 e 900 MHz. La sua tensione di uscita è superiore a 0,4 V con un carico di 50 $\Omega$ e può essere attenuata sino a circa 0,0004 V con speciale attenuatore capacitivo. Un adattatore (balun) consente l'adattamento su un carico di 300 $\Omega$. La « vobbulazione » massima consentita è dell'ordine del $\pm$ 5% del valore della frequenza prescelta, sino a 750 MHz; oltre, si riduce leggermente. La modulazione di ampiezza risulta inferiore a 0,2 dB/MHz. La regolazione in fase dell'asse $X$ è consentita per circa 150°.

È possibile inserire la linea di ritraccia mediante pulsante. L'alimentazione è ottenuta dalla rete a tensioni d'uso. Le valvole complessivamente impiegate sono 5. Oltre alla oscillatrice 6AF4A, lo strumento infatti comprende: 1-EL90, 2-EBC90, 1-EZ81. Il circuito automatico di limitazione di ampiezza del segnale merita particolare attenzione. Il segnale generato dal circuito oscillatore (una variante del Colpitts che sfrutta le pur ridottissime capacità interelettrodiche della valvola per ottenere il giusto grado di reazione e determinare la condizione base di innesco: $V_g \cdot \mu \geq V_a$ è variato in frequenza mediante un ponticello capacitivo di cortocircuito sui conduttori della linea, che fa capo al comando omonimo sul pannello anteriore. La linea è caricata resistivamente sulla sua impedenza caratteristica a smorzare effetti risonanti spurii. Il segnale U.H.F. prelevato dal catodo della 6AF4A è rivelato dal diodo 1N34A e trasferito in griglia di $V_2$.

Al variare dell'entità della tensione di ingresso corrisponde una variazione della tensione anodica della stessa $V_2$ e quindi di ingresso di $V_3$. A causa dello sfasamento di 180° tra tensione in griglia e tensione in placca, nella $V_3$ ad ogni aumento della tensione di ingresso coinciderà una riduzione di tensione anodica. Essendo però alimentate in derivazione $V_1$ e $V_3$, un incremento di segnale in $V_1$ determinerà automaticamente una riduzione di tensione anodica su $V_3$ e $V_1$, riportando l'ampiezza del segnale a valori pressochè costanti come si è visto. La linea zero sullo schermo dell'oscilloscopio (soppressione della ritraccia) si ottiene bloccando, per un semiperiodo della tensione di rete, la valvola oscillatrice. Ciò è reso possibile mediante l'impiego della $V_4$ collegata in griglia, alla BT della rete. Ogni alternanza determina una variazione istantanea nella tensione anodica. L'impulso raddrizzato dai diodi della EBC90 è portato in griglia dell'oscillatrice 6AF4A. Il potenziale negativo sviluppato ha l'effetto di portare, per un semiperiodo di rete, la $V_1$ all'interdizione. Per interrompere l'azione di bloccaggio basta premere l'interruttore $W_1$. La griglia viene allora connessa a massa attraverso $R_{19}$ e l'oscillazione ha luogo regolarmente. L'uso dello strumento non richiede speciali attenzioni all'infuori di quelle consuetudinarie operando su U.H.F.: cavi schermati e terminati resistivamente sulla loro impedenza caratteristica, corti, non intrecciati, masse di contatto sicuro, adattamenti impedenziali esatti. Si abbia sempre l'avvertenza di non eccedere in segnale di ingresso nel gruppo per non falsare le curve di risposta.

Predisposta la frequenza di lavoro e la larghezza di spazzolamento, si prema il pulsante « linea zero » regolando la fase dell'asse $X$. Con il probe demodulatore si prelevi il segnale esattamente nel punto suggerito dal costruttore del sintonizzatore U.H.F., inviandolo all'asse $Y$ dell'oscilloscopio *con cavo schermato* ed eventuale resistore di disaccoppiamento. Si operi quindi sul gruppo secondo le norme suggerite dalla Casa, dopo aver lasciato in funzione tutto il complesso per almeno un quarto d'ora, nell'intento di ridurre gli effetti della deriva termica. Inizialmente, come di consueto, si agirà sui compensatori a variabile aperto, naturalmente col gruppo schiuso e gli schermi a posto. Se non sono intervenute grossolane manomis-





Fig. 11 - Schema a blocchi del generatore mod. 527 LAEL.

Fig. 12 - Generatore UNA mod. E.P. 814/A.

sioni, l'allineamento dovrebbe conservarsi su tutta la gamma.
Il punto dal quale è opportuno prelevare il segnale di MF o comunque convertito, da inviare all'oscilloscopio, varia a seconda del criterio costruttivo seguito nella realizzazione. Si deve infatti distinguere, com'è noto, tra la tendenza europea e quella americana. Gruppo con stadio di AF e valvola oscillatrice-convertitrice la prima; oscillatrice + diodo al silicio, senza stadio di AF la seconda. L'allineamento, com'è ovvio, consiste nella messa in passo, sulla banda, del filtro di banda, dell'oscillatore e del circuito d'uscita. La ELCOM già citata, per i suoi sintonizzatori suggerisce l'uso del probe di fig. 14. Esso va applicato a monte di $L_9$, avanti la alimentazione, con l'oscillatrice in funzione.
I guasti che si possono verificare nei gruppi U.H.F. non possono essere diversi da quelli riscontrati nei gruppi V.H.F. Unica variante, piuttosto impegnativa, la possibilità di « panne » nei numerosi condensatori « passanti » e di piccolissima capacità molto impiegati nei sintonizzatori della serie europea. In questo caso la localizzazione del guasto e la sostituzione materiale del pezzo incriminato non è sempre agevole. Talvolta potrà essere più pratico il cambio di tutto il gruppo, o quanto meno, l'invio in Fabbrica. Molto più semplice, agli effetti della riparazione, è comunemente il sintonizzatore di serie americana. Il controllo dei valori resistivi, la continuità delle impedenze è cosa da nulla. Così la sostituzione della valvola e del diodo. La presenza di corrente in griglia denota sempre la condizione oscillatoria. Non così il potenziale positivo di catodo. Lo spostamento di frequenza è da imputarsi a variazioni capacitive di uno dei microcondensatori nel circuito di griglia o di placca. Convenientemente è sempre l'uso di un grid-dip meter e di un voltmetro a valvola per U.H.F. In generale però uno spostamento di frequezna richiede sempre una rigorosa revisione in fabbrica. Circa l'impiego del marker si può dire che negli Stati Uniti va ancora per la maggiore il calibratore HICKOK V.H.F. -U.H.F. mod. 690 che lavora in fondamentale da 4,25 a 11 MHz, da 19 a 50 MHz, da 54 a 108 MHz, da 155 a 225 MHz. Su terza armonica va da 470 a 674 mentre su quarta, copre la gamma da 674 a 890 MHz. Impiegando dei cristalli come campioni secondari di frequenza, l'apparato consente un lavoro preciso e regolare, su tutta la gamma coperta. In Italia, per quel che ci è noto, non esiste un marker di questo tipo.

Fig. 13 - Schema del generatore UNA di fig. 12.





Fig. 14 - Probe dell'oscilloscopio PHILIPS mod. OA90.

Volendo, si può anche ricorrere al marker impiegato in V.H.F.; ma in questo caso, è ben difficile poter avere un segnale di ampiezza sufficiente. In genere, si dovrà prelevare il segnale dalla seconda rivelatrice, sfruttando tutta la amplificazione del canale di MF che deve essere preventivamente allineato secondo i suggerimenti del Costruttore. Si otterrà pertanto la « curva totale ».

## 2. — CONCLUSIONE

I complessi di allineamento U.H.F. che abbiamo passati in rassegna, con i loro aspetti positivi e negativi non costituiscono la sola soluzione del problema.
Inoltre, la spesa che essi comportano non è trascurabile. Questa considerazione che lascerà certo perplessi molti tecnici, ci ha suggerito soluzioni diverse, costruttivamente più impegnative, ma molto più economiche. In un terzo tempo vedremo come sia possibile realizzare un oscillatore-convertitore che trasformi, con limitata spesa, qualsiasi strumento V.H.F. in U.H.F. consentendogli ottime caratteristiche di resa, semplicemente facendo ricorso al classico sistema della conversione di frequenza.

## 3. — BIBLIOGRAFIA

Note di Servizio del Misuratore di Campo U.H.F. UNA 536
Note di servizio del Generatore UNA Mod. EP814/A.
Note di Servizio dello Sweep WR86/A della R.C.A.
Note di Servizio del calibratore HICKOK Mod. 690.
T.S.F. e TV N. 374 Dicembre 1959 par R. Aschen. Grid-dips pour V.H.F. et U.H.F. Television N. 101. Une sonde U.H.F. R. Vanneuville.
T.V. Test Instruments by Milton S. Kiver.

(*continua*)

### Scoperta una differenza nelle onde elettriche emesse dal cervello

Due psichiatri americani hanno scoperto un'apparente differenza specifica tra le onde cerebrali emesse da individui normali e alienati.
Per quanto la scoperta non potrà agevolare di per se stessa la cura delle persone affette da malattie mentali, essa servirà a perfezionare metodi più sensibili che consentano di accertare cosa si verifica di strano nelle menti malate. Le precedenti esperienze con le onde cerebrali avevano rivelato poco più di una lieve alterazione senza alcun significato nei nevrotici e i psicopatici.
Gli esperimenti più recenti, dei quali è stata illustrata la portata in una relazione apparsa nel numero del 3 giugno del « Journal Science », sono stati effettuati dai dottori Charles E. Wells e Harold G. Wolff presso il Centro Medico Cornell dell'Ospedale di New York.
Secondo la relazione dei due scienziati, i pazienti della prova sono stati prescelti tra quelli che non presentavano lesioni al cervello. Nonostante che alcuni pazienti con disturbi mentali presentino lesioni al cervello e differenze nelle onde cerebrali, la stragrande maggioranza dei malati non ha anormalità fisiche visibili ad occhio nudo. Questo è uno dei misteri che hanno a lungo messo in imbarazzo psichiatri, psicologhi, neurologhi ed altri studiosi di problemi di igiene mentale, che hanno cercato di fornire una spiegazione accettabile dei disordini mentali.
Oltre al gruppo dei pazienti, i due scienziati hanno fatto ricorso ad un « gruppo di controllo », ossia ad un certo numero di impiegati, medici, tecnici e studenti addetti all'ospedale.
Wells e Wolff si sono serviti d'un effetto delle onde cerebrali che era stato osservato per la prima volta 30 anni or sono. È noto che gli esseri umani, sia malati che normali, emettono dal cervello onde elettriche con caratteristiche pressochè identiche. Quando si fa passare dinanzi agli occhi dei pazienti una luce violenta cessa l'emissione delle onde cerebrali rapide (o alfa). L'esposizione dei pazienti ai rumori non sopprime invece queste onde.
I risultati dell'esperimento portarono nel 1930 alla scoperta di un fenomeno, secondo il quale negli esseri normali si possono inconsciamente bloccare le onde alfa in presenza del suono, ove questo preceda la luce di circa un secondo.
Ma, almeno in apparenza, il responso condizionato non era stato mai provato su individui affetti da malattie mentali sino a quando non lo hanno fatto i due medici americani. I risultati dell'esperienza sono apparentemente del massimo interesse.
Nei soggetti del loro esperimento, Wolff e Wells hanno rilevato che le onde alfa erano soppresse dal suono, prima dell'accensione della luce, in appena un terzo del gruppo normale di controllo.
Questo risultato verosimilmente semplice potrà in realtà rappresentare un passo fondamentale per chiarire quanto avviene nel cervello di milioni di persone in tutto il mondo troppo turbate dal punto di vista emotivo per andare d'accordo con i loro simili o svolgere del lavoro utile. (*u.s.*)

Piero Soati

# Note tecniche sul ricevitore TV Trans - continents mod. 59117 - 617

Fig. 1 - Disposizione dei tubi e degli altri elementi sul telaio.

## 1. - CARATTERISTICHE GENERALI

I televisori Mod. 59117-617 sono del tipo intercarrier e adatti per la ricezione di tutti i canali dello standard italiano, con comando coassiale per il selettore di canali e la sintonia fine, e comandi singoli per il volume del suono ed interruttore, contrasto, luminosità, tenuta orizzontale e tenuta verticale.

Lo schema elettrico tipico è riportato nella rubrica «Archivio schemi», alla pag. 336 bis.

## 2. - DISPOSIZIONE DELLE VALVOLE ED ALTRI ELEMENTI SUL TELAIO (fig. 1)

$V_1$ = PCC84 amplificatrice radio frequenza; $V_2$ = PCF80 convertitrice oscillatrice; $V_3$ = EF80 1° amplif. MF; $V_4$ = EF80 2° ampl. MF; $V_5$ = OA70 rivelatore diodo al germanio; $V_6$ = = PCL84; $V_{6a}$ finale video: $V_{6b}$ amplif. sincronismi; $V_7$ = ECH81 $V_{7a}$ limitatrice audio $V_{7b}$ separatrice sincronismi; $V_8$ = PABC80; $V_{8a}$ rivelatrice a rapporto $V_{8b}$ preamplif. BF audio; $V_9$ = 9AQ5 amplificatrice finale audio; $V_{10}$ = 12SN7 oscillatrice-comparatrice di fase, orizzontale; $V_{11}$ = PL36 finale orizzontale; $V_{12}$ = PY81 ricuperatrice-incrementatrice (damper); $V_{13}$ = DY86 rettificatrice EAT; $V_{14}$ = PCL82 $V_{14a}$ oscillatrice verticale e scarica $V_{14b}$ finale verticale; $V_{15}$ = AW43/80 cinescopio; $V_{16}$ 50SX5 raddrizzatrice BT; $M$ = media frequenza; $L$ = limitatore; $D$ = discriminatore; $O$ = oscillatore bloccato orizzontale.

Lo schema elettrico tipico è riportato nella rubrica «Archivio Schemi», alla pag. 336 *bis*.

## 3. - COMANDI SEMIFISSI

Linearità verticale inferiore (posteriormente); Linearità vert. superiore (posteriormente); Ampiezza vert. (posteriormente); Linearità orizz. (posteriormente regol. con cacciavite); Oscillatore locale (posteriormente, regolabile con cacciavite); centratura immagine (interno); tenuta orizz. (interno, bobina volano); trappola jonica (interno); bobina deflessione (interno).

## 4. - INSTALLAZIONE E MESSA IN FUNZIONE

*a*) selettore canali sulla stazione locale; *b*) discesa dell'antenna a 300 ohm collegata alle boccole d'ingresso; *c*) spina di alimentazione nella presa a 220 V, con interruttore volume incluso; *d*) comando di luminosità a metà corsa in senso orario. L'immagine deve compa rire dopo 50 secondi circa dall'accensione; *e*) correzione normale dei vari comandi.

## 5. - CONTROLLI E CORREZIONI

### 5.1. - Luminosità. Focalizzazione e centratura

Disporre la trappola jonica sul collo del cinescopio come da fig. 2 con il comando di luminosità in posizione di massima luminosità. Girare la trappola attorno al collo del cinescopio spostandola contemporaneamente avanti ed indietro fino ad ottenere il massimo di luminosità. Ridurre la luminosità al minimo e centrare l'immagine, tramite i due centratori. Se l'immagine è inclinata agire sul giogo di deflessione. Ritoccare la trappola jonica per il massimo di luminosità; ritoccare la centratura e ripetere le operazioni fino ad ottenere la messa a punto dell'immagine in modo perfetto.

### 5.2. - Oscillatore orizzontale

Portare il controllo di frequenza orizzontale a fine corsa (senso orario). La immagine deve risultare fuori sincronismo con circa una dozzina di barre nere inclinate verso sinistra. Ruotare lentamente il controllo in senso antiorario: fino ad ottenere 1½-3 barre inclinate verso sinistra. A tale punto effettuando una leggera rotazione nello stesso senso, l'immagine deve entrare in sincronismo. Continuando sempre nello stesso senso, a fine corsa, dovranno apparire non più di 6 barre nere. In caso l'immagine cada fuori sincronismo con meno di metà corsa del comando di tenuta orizzontale, occorre procedere alla taratura come indicato più avanti.

### 5.3. - Ampiezza e linearità verticale

Nella parte posteriore esistono i comandi di linearità verticale inferiore, superiore e di ampiezza. Questi comandi sono interdipendenti, perciò la messa a punto dell'immagine deve essere effettuata per gradi agendo ora su un comando ora sull'altro.

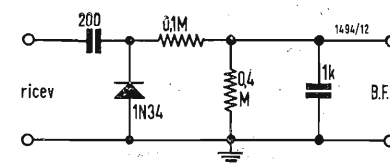
Fig. 2 - Comandi di centratura del quadro e di regolazione della trappola ionica.





Fig. 2 *bis* - Circuito rivelatore.

### 5.4. - Oscillatore locale gruppo RF

Questo gruppo è accessibile senza smontare il telaio. È sufficiente estrarre la manopola del cambiocanali ed introdurre un cacciavite isolato nell'apposito foro, in corrispondenza del nucleo che serve a regolare la frequenza dell'oscillatore (il cacciavite deve essere lungo circa 20 cm.).

## 6. - TARATURE E CONTROLLI

Occorrono i seguenti strumenti: *sweep* 5,5 MHz con spazzolamento di 1 MHz da 20 a 90 MHz e 10-12 MHz da 170 a 225 MHz. Impedenza di uscita 300 ohm o con adattatore di tipo solito. *Marker* 5,5 MHz, 20-60 MHz, 170-225 MHz. *Oscilloscopio* banda passante almeno 1 MHz. Sensibilità minima 5 mV per

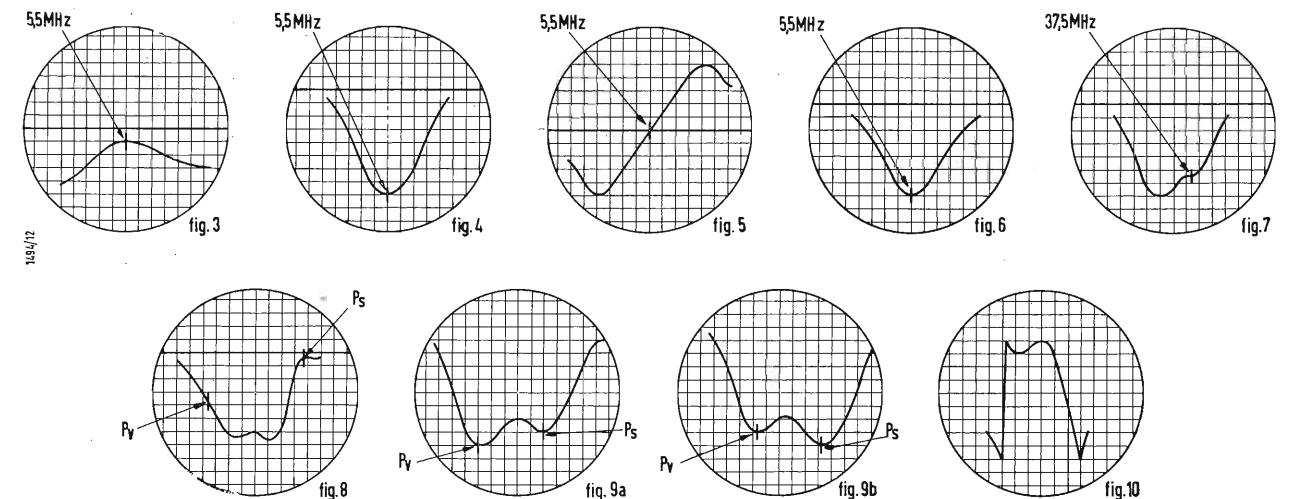



Fig. 3 a 10 - Curve di taratura rilevabili con il rivelatore di fig. 2 *bis*, sui diversi circuiti del ricevitore di TV, Trans-continents mod. 59117-617.

*Tabella delle tensioni* **(tutte le tensioni sono misurate in assenza di segnale e con voltmetro 20.000 Ω/V$_a$).**

| Valvola | | Funzione | Anodo | | Gr. schermo | | Catodo | | Griglia | | Note |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| N. | Tipo | | Pied. | [V] | Pied. | [V] | Pied. | [V] | Pied. | [V] | |
| V 3 | EF80 | Amplific. M.F. | 7 | 170 | 8 | 170 | 3 | 0,3 | 2 | —3 | |
| V 4 | EF80 | Amplificatrice M.F. | 7 | 165 | 8 | 165 | 3 | 1,8 | 2 | 0 | |
| | | Finale Video | 6 | 125 | 9 | 180 | 7 | 2 | 8 | 0 | |
| V 6 | PCL84 | Amplific. Sincronismo | 2 | 105 | – | – | 3 | 0 | 1 | —1 | |
| | | Limitatrice Audio | 6 | 105 | 1 | 15 | 3 | 0 | 2 | —0,5 | |
| V 7 | ECH81 | Separat. Sincronismo | 8 | 23 | – | – | 3 | 0 | 9 | —8 | |
| | | Rivelat. a rapp. | 1 | —0,5 | – | – | 3 | —0,5 | – | – | |
| V 8 | PABC80 | | 2 | —0,8 | – | – | 7 | 0 | – | – | |
| | | Preamplif. B.F. | 9 | 70 | – | – | 7 | 0 | 8 | —0,7 | |
| V 9 | 9AQ5 | Amplif. Finale aud. | 5 | 215 | 6 | 220 | 2 | 12 | 1 | 0 | |
| | | Oscill. Orizz. | 2 | 190 | – | – | 3 | 0 | 1 | —45 | |
| V10 | 12SN7 | Compar. di fase | 5 | 210 | — | – | 6 | 12 | 4 | —6 | |
| V11 | P436 | Finale Orizzontale | Capp. | ** | 4 | 105 | 8 | 3 | 5 | —24 | |
| V12 | PY81 | Damper | 9 | 210 | – | – | Capp. | ** | – | – | ** Picchi ad alta tensione: non misurare |
| V13 | DY86 | Rettif. E.A.T. | Capp. | *** | – | – | 1 | 14700 *** | – | – | *** Misurare con sonda E.A. |
| | | Finale Vertic. | 6 | 190 | 7 | 180 | 2 | 15 | 3 | 0 | |
| | | Oscill. e scarica vertic. | 9 | 65 125 | – | – | 8 | 15 23 | 1 | —2 | |
| V15 | 50SX6 | Raddrizzatrice | 3-5 | 220 | – | – | 4-8 | 220 | – | – | |
| V16 | AW43480 | Cinescopio | 10 | 550 | – | – | 11 | 50 155 | 2 | 0 | |

Fig. 11 - Schema elettrico di sintonizzatore UHF di ispirazione europea.

Fig. 12 - Schema elettrico di sintonizzatore UHF di tipo americano.

cm. Voltmetro a valvola con ingresso di almeno 10 MΩ. Analizzatore per c.c. e c.a. del tipo 20.000 Ω.

### 6.1. - Taratura del filtro audio

Collegare l'uscita dello *sweep*, con in serie un condensatore da 4700 pF, alla griglia controllo della PCL84 (piedino 8). Collegare il rivelatore di fig. 2 *b* fra il catodo del cinescopio (piedino 11) e la massa. Lo *sweep* deve essere posto su 5,5 MHz con deviazione 10 MHz ed il *marker* su 5,5 MHz. Regolare il nucleo della bobina di filtro audio *L* (nucleo inferiore fino ad ottenere un avallamento simile a quello di fig. 3.

### 6.2. - Taratura del circuito audio

*Sweep* con in serie la capacità di cui sopra alla griglia controllo della valvola PCL84 (piedino 8). Rivelatore (fig. 2 *b*) tra la placca della ECH81 (piedino 6) e la massa. *Sweep* su 5,5 MHz con deviazione di 1 MHz. *Marker* su 5,5 MHz. Regolare il nucleo della MF audio *L*, nucleo superiore, fino ad ottenere una figura simile a quella di fig. 4. *Oscilloscopio* collegato fra la R100 e R74k, nel circuito della $V_{8a}$, al quale fa capo il condensatore da 500. Regolare il discriminatore *D* (nucleo inferiore) fino ad ottenere il bilanciamento della curva e regolare il primario (nucleo superiore) fino ad ottenere la massima ampiezza della curva come da fig. 5. Ripetere le operazioni più volte.

### 6.3. - Taratura della media frequenza

Commutatore di canali in posizione *C* (81-88 MHz). Entrata dell'oscilloscopio collegata alla resistenza da 4k7 che fa capo alla *R* da 1 M ed al filtro segnato sullo schema con un avvolgimento rosso ed una resistenza 10k (circuito di $V_5$ e $V_{6a}$). In serie al cavo di collegamento all'oscilloscopio occorre inserire una resistenza da 20 kΩ. Collegare l'uscita dello *sweep*, con in serie il solito condensatore da 4700 pF, alla griglia della valvola EF80 (piedino 2 dell $V_4$), regolando il nucleo del trasformatore dell'ultimo stadio di MF fino ad ottenere la curva di fig. 6. Collegare quindi lo *sweep* alla griglia (piedino 2) della valvola EF80 ($V_3$) e regolare il nucleo della III MF fino ad ottenere la curva di fig. 7. Collegare infine lo *sweep* al punto *TP* del gruppo e regolare $T_6$ (parte inferiore del telaio) e $T_5$, posto sul gruppo AF, fino ad ottenere la curva di fig. 7.

### 6.4. - Allineamento del gruppo AF

Collegare l'uscita del generatore *sweep*, munita di bilanciatore di entrata a 300 Ω, ai terminali di antenna. Collegare l'oscilloscopio al punto che fa capo alla resistenza da 4k7 come per la taratura della media frequenza.





Portare il commutatore canali nella posizione *H* e porre il *marker* alla IF corrispondente alla frequenza portante video (Marker *Pv* della fig. 8) a metà altezza, sulla parte pendente della curva di fig. 8 a mezzo del condensatore di sintonia. Inserire il *marker* corrispondente alla frequenza della portante audio (Marker *Ps* di fig. 8) e controllare che cada nell'avallamento della curva sul lato opposto alla portante video (fig. 8).
Nel caso non fosse possibile ottenere tali risultati variando il condensatore di sintonia, è opportuno effettuare un ritocco del nucleo dell'oscillatore. Portare il commutatore canali in posizione *G* e ripetere le manovre ed i controlli, agendo in tale modo per tutti i canali, commutando naturalmente anche lo *sweep* in relazione ai canali scelti.

### 6.5. - Allineamento circuito intervalvolare

*Sweep* collegato a mezzo cavo a 300 Ω bilanciato alla presa di antenna. Oscilloscopio collegato al punto $P_1$ del gruppo a RF e massa. Portare il commutatore canali in posizione *H*. Regolare il compensatore di placca e di griglia fino ad ottenere una curva bilanciata che cada tra le due curve limite, di cui alle figure 9 *a* e 9 *b*. Ripetere la taratura per gli altri canali.

### 6.6 - Taratura dell'oscillatore orizzontale

Qualora l'oscillatore locale perdesse con facilità la frequenza orizzontale e restasse in frequenza per meno di metà corsa del relativo comando, occorre procedere nel modo seguente: *a*) cortocircuitare il condensatore da 10 kpF in parallelo alla bobina volano dell'oscillatore *O* posta nella parte inferiore del telaio; *b*) porre il potenziometro di controllo della frequenza orizzontale, circa a metà corsa. *c*) agire sul nucleo della bobina dell'oscillatore di frequenza orizzontale nucleo superiore, fino ad ottenere l'immagine in sincronismo. *d*) staccare il corto circuito e collegare l'oscilloscopio, con probe a bassa capacità, al punto $P_3$, *e*) regolare il nucleo della bobina volano fino ad ottenere la curva di fig. 10. I due picchi della curva debbono essere alla stessa altezza. Durante la regolazione della curva può essere necessario ritoccare il controllo della frequenza orizzontale per tenere l'immagine in sincronismo.

A

*In figg.* 11 *e* 12 *sono riportate le varianti allo schema per televisori predisposti o pronti per UHF.*

# Vento in poppa per la TV italiana

(segue da pag. 289)

*A quest'ultimo proposito possiamo assicurare che i dati pratici di ricezione che si stanno raccogliendo dopo l'entrata in funzione sperimentale del trasmettitore UHF del Monte Penice, confermano i primi interessanti risultati.*
*Nell'area di visibilità diretta, ove non vi siano ostacoli apprezzabili, la propagazione delle UHF è eccellente con un servizio anche superiore alle VHF. Ciò perchè ad un campo molto intenso si accoppia una minore sensibilità ai disturbi derivandone immagini stabilizzate e di ottima qualità.*
*Perfezionata ed evoluta nettamente anche la tecnica produttiva delle antenne e cavi per UHF nonchè quella degli accessori (filtri, traslatori, ecc.).*
*Sono ormai disponibili, sul mercato ottime antenne UHF ed ottimi cavi UHF di produzione nazionale atti a realizzare il tipico impianto per la ricezione combinata dei due programmi TV: due antenne, filtro miscelatore, unica discesa in cavo coassiale con eventuale filtro separatore all'estremità inferiore.*
*Tale impianto che diverrà praticamente d'obbligo per tutti i televisori di nuova installazione, dovrà essere preso in seria considerazione anche da tutti gli attuali possessori di televisori che avranno in vista la ricezione del 2° programma, assieme all'acquisto del necessario convertitore UHF-VHF.*
*Per tutti questi validi motivi, un vasto settore industriale, è fortemente interessato per i prossimi anni, e con esso tutta la relativa organizzazione commerciale e di assistenza tecnica.*
*Non è quindi con faciloneria od eccessivo ottimismo, bensì con fondate e logiche previsioni che possiamo considerare la nostra futura operosità con piena tranquillità e soddisfazione.*

A

dott. ing. Giuseppe Baldan

# Convertitore per corrente continua regolato a transistori (*)

Fig. 1 - Principio di funzionamento e forme d'onda del convertitore.

## 1. - INTRODUZIONE

Se si eccettuano i trasformatori a tensione costante, che provocano dei transitori di tensione abbastanza forti e che garantiscono una regolazione molto approssimata, si può dire che gli attuali alimentatori regolati sono tutti del tipo serie in quanto l'elemento attivo (valvole o transistore) è disposto in serie al carico; esso assorbe allora fra i suoi terminali una tensione variabile che compensa le variazioni del carico e della tensione di alimentazione.

Quando occorre avere delle alte tensioni e delle piccole correnti si adattano molto bene le valvole. Se invece, come capita nel caso dei transistori, è necessario avere delle basse tensioni con delle correnti relativamente elevate si adattano molto meglio i transistori di potenza.

Le alimentazioni regolate in serie presentano dei notevoli vantaggi:

— Hanno un tempo di risposta molto basso (qualche decina di μsec. al massimo).

— La loro regolazione di tensione è sempre ottima.

— Hanno un ingombro ridotto.

Per contro hanno anche qualche svantaggio:

— Il loro rendimento è basso.

— Non sono di impiego universale.

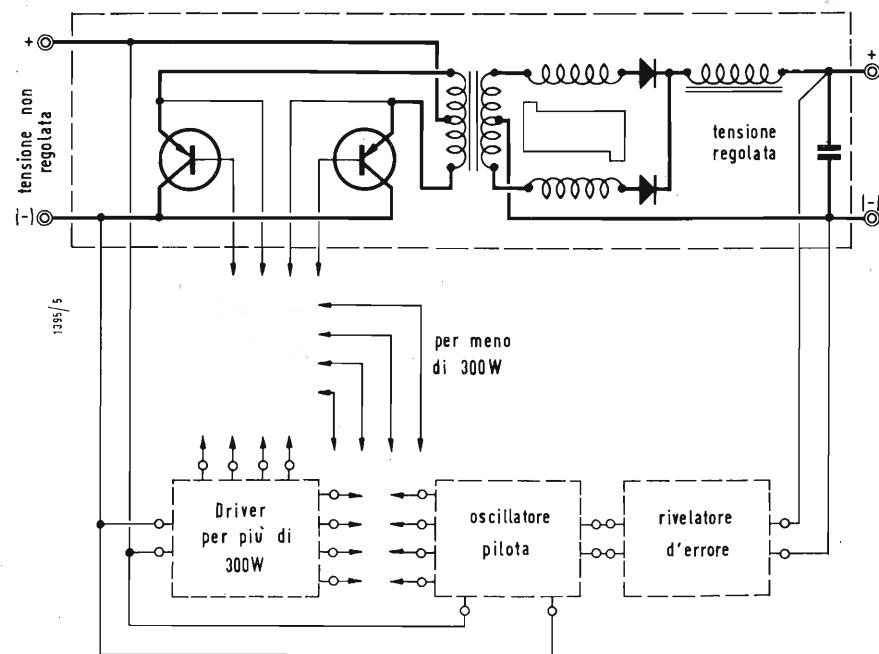



Fig. 2 - Composizione di massima del convertitore.

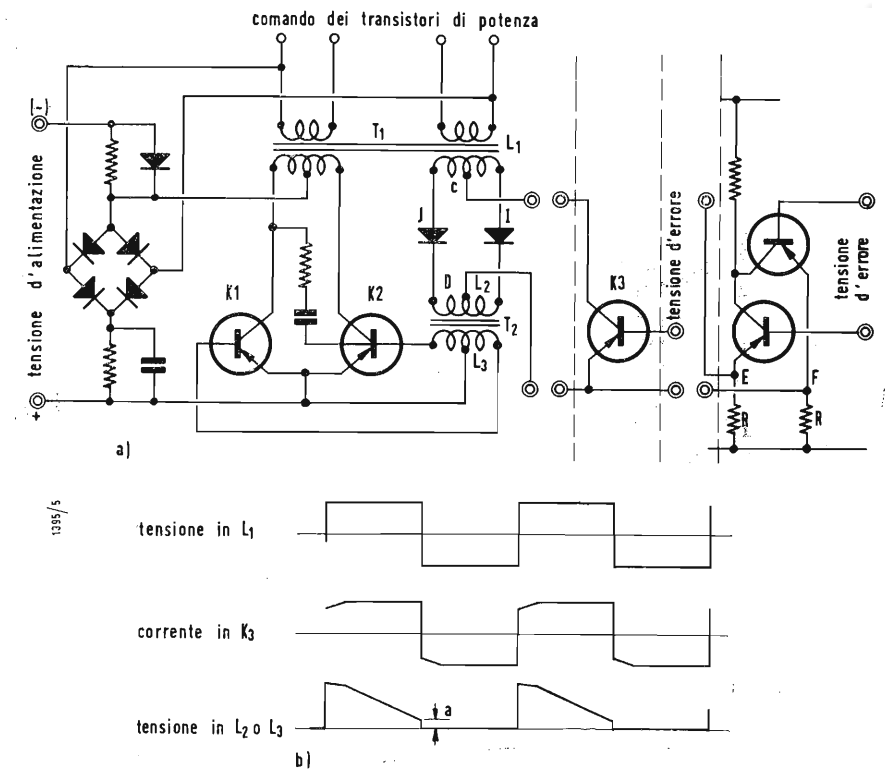
(*) TAILLEUR, M. A., Convertisseur continu-continu régulé a transistors, *L'onde éléctrique*, ottobre 1959, n. 391, pag. 795.





Fig. 3 - Circuito dell'oscillatore pilota.

In particolare gli alimentatori per alta tensione (> 60 V) ed alta corrente e quelli per bassa tensione e corrente molto alta sono di difficile realizzazione ed in ogni caso molto costosi.

Certe apparecchiature complesse come per esempio le macchine calcolatrici hanno bisogno per il loro funzionamento di un gran numero di tensioni regolate diverse e distinte. D'altra parte non è logico utilizzare diversi tipi di alimentatori in una stessa apparecchiatura, quindi noi abbiamo preferito studiare un tipo di alimentazione universale comprendente un certo numero di elementi standard.

Il suo campo di applicazione è molto esteso, potendo esso fornire delle tensioni qualsiasi a potenze anche molto alte (anche parecchi kW).

La regolazione è eccellente: si può per esempio ottenere una precisione del 0,1-0,2% nel caso che la tensione in entrata vari del ± 10% ed il carico totalmente.

## 2. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO (fig. 1)

Un oscillatore pilota di piccola potenza fornisce delle onde rettangolari la cui frequenza varia in funzione di una tensione di errore. Questo oscillatore comanda due transistori di potenza montati in controfase e caricati attraverso un trasformatore.

Nel secondario di questo trasformatore si trovano due avvolgimenti, collegati in opposizione ed avvolti attorno ad un toro a ciclo d'isteresi rettangolare. All'inizio di semionda la piena tensione viene assorbita fra i terminali di un avvolgimento, perchè il toro non è ancora saturato, poi, quando la corrente del carico ha raggiunto il valore di saturazione, l'avvolgimento si comporta come un cortocircuito e tutta la tensione viene applicata al carico.

La fig. 1 *b* mostra le forme di qualcuna delle grandezze di 1 *a*.

Chiamiamo ora con:

$t_1$ = il tempo di saturazione di un toro avente il flusso di saturazione $\Phi_s$;

$E_2$ = la tensione al secondario del trasformatore di uscita;

$E_m$ = il valore medio della tensione raddrizzata.

$n$ = il numero di spire di un avvolgimento toroidale.

Si ha che:

$$t_1 = \frac{n}{E_2} \int_{-\Phi_s}^{\Phi_s} d\,\Phi = \frac{2\,n\,\Phi_s}{E_2},$$

$$E_m = E_2 \left(\frac{1}{2\,f} - t_j\right) 2f = E_2 - 4\,n\,f\,\Phi_s.$$

Ciò significa che $E_m$ varia in funzione inversa della frequenza.

Perciò quando aumenta la tensione in entrata o diminuisce il carico la frequenza deve aumentare e viceversa. Questa particolarità permette quindi di avere un buon rendimento.

La protezione contro le sovraccorrenti è automatica. Infatti come si vede nella fig. 1 *a* l'oscillatore è alimentato dalla tensione in entrata meno la tensione di saturazione dei transistori di potenza. Se per effetto di una sovraccorrente i transistor si desaturano, la tensione di alimentazione dell'oscillatore viene ridotta nella parte utile del semiciclo, il che provoca un aumento della frequenza e quindi una diminuizione della tensione di uscita. In caso di cortocircuito l'oscillatore oscilla a frequenza alta (10-15 kHz), il toro non è allora più saturato ed assorbe tutta la tensione.

## 3. - COSTRUZIONE

Per semplificare al massimo il montaggio ed il cablaggio di questi alimentatori noi abbiamo deciso di dividerli in quattro elementi al massimo:

— IL CIRCUITO DI POTENZA che comprende il blocco convertitore.

Lo studio di questo complesso non ha dato luogo a delle difficoltà superiore a quelle che si incontrano normalmente nella realizzazione dei classici alimentatori non regolati.

— IL CIRCUITO DI CONTROLLO che comprende al massimo tre complessi realizzati con piastre a circuiti stampati.

Una di queste piastre è formata dal circuito di misura dell'errore e può essere di tre tipi diversi:

— con regolazione media senza compensazione di temperatura,

— con regolazione media con compensazione di temperatura,

— con regolazione fine con compensazione di temperatura.

Un'altra comprende l'oscillatore pilota ed è sempre la stessa indipendentemente dalla potenza dell'alimentatore.

La terza piastra del « Driver » è necessaria solo per potenze superiore ai 300 W.

Noi ci proponiamo ora di studiare separatamente i vari elementi.

## 4. - CIRCUITO DI POTENZA

### 4.1. - I transistori di potenza

Essi sono montati con il collettore in comune. Questo accorgimento permette di utilizzare un'unica piastra di raffreddamento e di garantire una più uniforme distribuzione del calore. I due transistori non sono necessariamente uguali.

Le loro differenze, soprattutto quelle che riguardano l'amplificazione interessano la parte curva della caratteristica $V = f(I)$; basta quindi variare le resistenze delle due basi per eliminare questo inconveniente.

Gli attuali transistori di potenza hanno una frequenza di taglio molto bassa (per esempio 5.000 Hz nel caso di emettitore comune). È per questo che si sono scelte delle frequenze di funzionamento comprese fra 500 e 2.000 Hz.

Facciamo notare che il rendimento del transistore è massimo quando la frequenza è minima, cioè proprio quando la potenza da fornire è massima.

La potenza di comando fino a 300 W è al massimo 2 W.

### 4.2. - Il trasformatore e l'induttanza

Essi sono costituiti da un nucleo a doppio C in lamierino Imphysil con spessore di 0,1 mm, normalmente impregnato per ridurre le vibrazioni.

Il nucleo magnetico del toro può essere costruito indifferentemente con ferrite 3E o con rectimphy, perchè ambedue questi materiali hanno un ciclo di isteresi rettangolare.

### 4.3. Il filtro di spianamento

Poichè il raddrizzamento deve essere a valore medio, si avrà naturalmente una bobina seguita da un condensatore.

Come in un qualsiasi raddrizzatore si devono fissare i valori dell'autoinduzione e della capacità, tenendo conto del filtraggio in valore medio.

Le questioni di prezzo non hanno in questo caso molta importanza perchè il filtro è trascurabile rispetto a tutto il resto.

Supponiamo che il carico vari bruscamente: poichè la corrente nella bobina non può variare istantaneamente il proprio valore si avrà una variazione transitoria della tensione di uscita, tanto più forte quanto più sarà alto il valore dell'autoinduzione. Perciò si darà all'autoinduzione il valore minimo che garantisce ancora il raddrizzamento in valore medio.

In generale l'ondulazione residua è piccola, infatti la costante di taglio del toro è scelta più bassa di 100 µsec. e questo valore resta praticamente costante indipendentemente dalle condizioni del carico.

## 5. - IL CIRCUITO DI CONTROLLO

### 5.1. - L'oscillatore pilota

Esso impiega due trasformatori normali $T_1$ e $T_2$ con nucleo a doppio C in lamierini di Imphisil con spessore di 0,1 mm.

L'oscillatore è un classico oscillatore a blocco, se si eccettua il collegamento RC da base a collettore e si suppone che gli avvolgimenti di reazione siano posti direttamente in $I_1$.

Il collegamento RC assicura un innesco sicuro anche sotto carico e può anche essere raddoppiato se si vuole rendere simmetrico il circuito.

L'impiego del trasformatore $T_2$ garantisca i seguenti vantaggi.

— Permette di isolare il comando di frequenza

— Assicura la stabilità dell'oscillatore in caso di brusche variazioni di carico.

— Permette — come vedremo — una variazione continua della frequenza.

La corrente che circola nel ramo CD è costituita da una corrente secondaria di comando dei transistori riportata al primario e della corrente di magnetizzazione del trasformatore $T_2$.

Fra i punti $C$ e $D$ possono essere collegati, secondo il tipo di regolazione scelto, due elementi diversi.

Nel primo caso (fig. 3 *b*) il transistore $K_3$ limita la corrente a un valore dipendente dalla tensione di errore. Per tutto il tempo in cui questo transistore rimane saturato la tensione in $L_2$ e $L_3$ resta approssimativamente costante.

Poi, quando la corrente magnetizzante aumenta, appare una tensione sempre più alta ai capi del transistore mentre la tensione in $L_2$ e $L_3$ decresce.

Quando si è arrivati al valore *a*, il transistore $K_1$ o il $K_2$ tendono a dissaturarsi e si ha l'inversione della corrente in $K_3$.

Quando $K_3$ è bloccato, la frequenza fornita dall'oscillatore è molto elevata; si arriva a circa 15 kHz.

Questa frequenza viene utilizzata in regime transitorio nel caso di una brusca diminuzione del carico.

Nel secondo caso si inserisce la resistenza 2 $R$ fra i punti $E$ ed $F$ che dà luogo ad una frequenza di circa 1000Hz.

Una tensione applicata fra $E$ ed $F$ in un senso o nell'altro provoca un aumento o una diminuzione della frequenza dell'oscillatore.

L'oscillatore pilota può fornire una potenza massima in uscita di 2 W circa e permette delle variazioni di frequenza da 300 a 15.000 Hz con un fronte d'onda di 2-3 µsec.

### 5.2. - Rilevamento dello scarto

Come abbiamo già detto prima si hanno tre diversi tipi di piastre, secondo il tipo di regolazione desiderato.

1. *Regolazione media senza compensazione di temperatura* (fig. 4 *a*).

La tensione di errore è formata dalla differenza fra la tensione di un diodo Zener ed una parte della tensione di uscita. Questa tensione viene applicata al transistore $K_3$ del quale si è parlato al paragrafo precedente.

2. *Regolazione media con compensazione di temperatura* (fig. 4 *b*).

Due transistori identici hanno una resistenza comune nell'emettitore a resistenze di carico uguali. Uno è alimentato da una parte della tensione in uscita l'altro dalla tensione di uscita diminuita della tensione costante di un diodo Zener. Lo scarto si ritrova amplificato fra i due collettori.

3. *Regolazione fine con compensazione di temperatura* (fig. 4 *c*).

Quest'ultimo sistema è una combinazione dei due precedenti.

I diodi Zener hanno un coefficiente di temperatura minimo all'intorno di 6 V.

Quindi si cercherà di preferire questo valore agli altri.

Quando la tensione in uscita è dell'ordine di grandezza della tensione Zener o inferiore è necessario ottenere una tensione addizionale per potere utilizzare correttamente questo diodo (figura 4 *d*).

Poichè questa tensione è molto variabile si esegue una prima stabilizzazione con un diodo a debole resistenza interna.

Nel caso di una tensione di uscita molto bassa (meno di 3 V) si deve aggiungere qualche spira al trasformatore di uscita.

### 5.3. - Il driver

Per le potenze superiori ai 300 W è necessario prevedere fra l'oscillatore pilota e i transistori di potenza un circuito intermediario di comando.

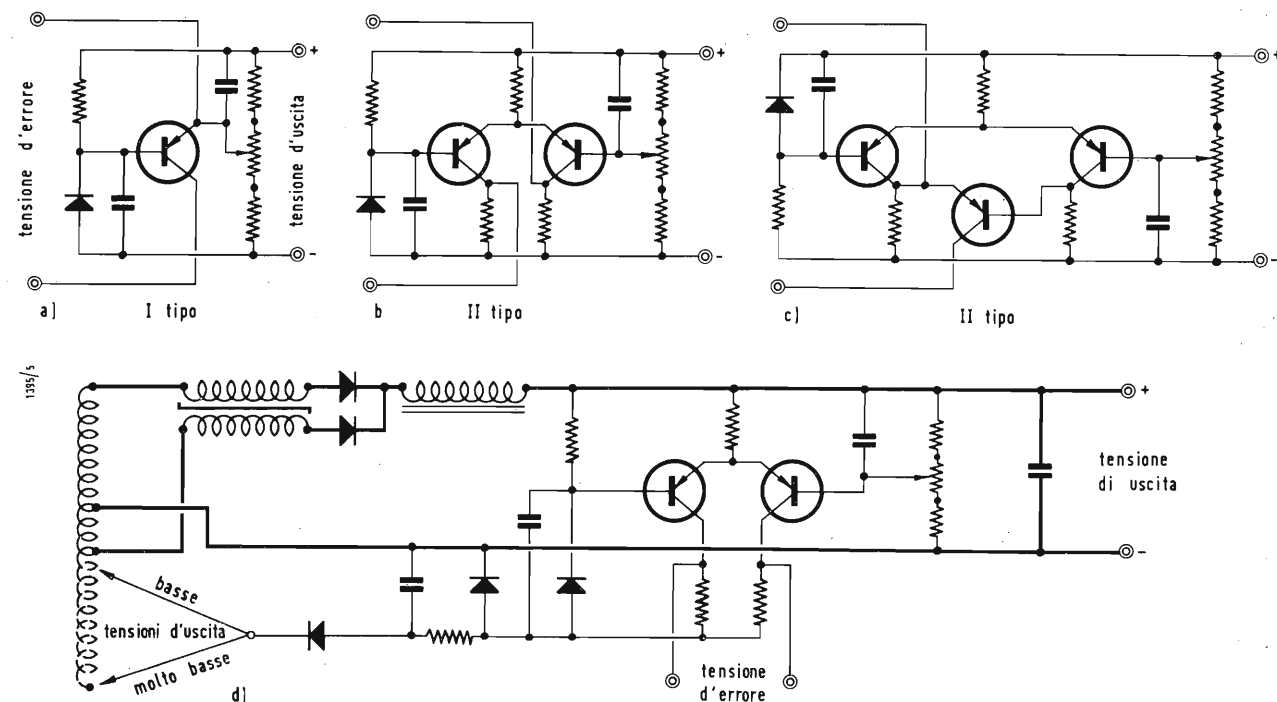
Questo elemento pure a transistori può fornire una potenza di comando di





Fig. 4 - Circuiti rivelatori di errori. Per i vari tipi si rinvia il lettore al testo.

300 W e ciò rende praticamente illimitata la massima potenza in uscita.

## 6. - TEORIA DEL FUNZIONAMENTO

Supponiamo che la resistenza interna del circuito di potenza e quella del circuito di regolazione siano materialmente applicati all'entrata e all'uscita del regolatore.

Esistono due valori estremi di $E_2$ (vedi fig. 1). $E_{2\,min}$ ed $E_{2\,max}$ che determinano due frequenze estreme corrispondenti rispettivamente ad una tensione in entrata massima con carico nullo e ad una tensione in entrata minima con carico massimo.

Noi abbiamo visto che:

$E_m = E_2 - 4\,n\,f\,\Phi_s$.

Sia $K_n$ il fattore di utilizzazione dei transistori di potenza definito come rapporto fra il passaggio di corrente nel semiperiodo più lungo e il semiperiodo stesso:

$$K_n = \left(\frac{1}{f_{min}} - 2\,f_1\right) f_{min} = 1 - 4\,n\,\Phi_s\,\frac{f_{min}}{E_{2\,min}} = \frac{E_m}{E_{2\,min}},$$

$$f_{min} = (1 - K_n)\,\frac{E_{2\,min}}{4\,n\,\Phi_s}, \qquad f_{max} = \frac{E_{2\,max} - E_m}{4\,n\,\Phi_s},$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1 - K_n}\left(\frac{E_{2\,max}}{E_{2\,min}} - \frac{E_m}{E_{2\,min}}\right).$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1 - K_n}\left(\frac{E_{2\,max}}{E_{2\,min}} - K_n\right). \qquad (1)$$

$\dfrac{E_{2\,max}}{E_{2\,min}}$ è un valore che caratterizza la resistenza interna globale e le variazioni trasformate della tensione di entrata.

D'altra parte la sensibilità del dispositivo a circuito aperto è caratterizzato da:

$$\frac{d\,E_m}{E_m} = B\,\frac{d\,f}{f};$$

$$\frac{d\,E_m}{d\,f} = -4\,n\,\Phi_s = -(1 - K_n)\left(\frac{E_{2\,min}}{f_{min}}\right) = -\frac{E_m}{f}\,(1 - K_n)\,\frac{E_{2\,min}}{E_m}\,\frac{f}{f_{min}}.$$

$$\frac{d\,E_m}{E_m} = \frac{d\,f}{f}\,\frac{1 - K_n}{K_n}\,\frac{f}{f_{min}}.$$

Per una buona utilizzazione dei transistori di potenza il fattore di utilizzazione deve essere naturalmente molto vicino a 1.

Le relazioni (1) e (2) mostrano in particolare che un aumento di $K_n$ porta ad un aumento del rapporto delle frequenze e ad una diminuzione della sensibilità. A nostro parere può essere considerato soddisfacente un rapporto compreso fra 0,8 e 0,9.

### Esempio numerico

Nel caso di una variazione della tensione di entrata del ± 10% e di una caduta di tensione del 10% nel carico si avrebbe in assenza di regolazione:

$$\frac{E_{2\,max}}{E_{2\,min}} = \frac{1{,}1}{(0{,}9)^2} = 1{,}35.$$

Sia inoltre $K_n = 0{,}835$, si ha allora:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{0{,}165}\,(1{,}35 - 0{,}835) = 3{,}1.$$

La frequenza di funzionamento deve allora variare per esempio da 500 a 1500 Hz. Se si fosse invece trovato un rapporto superiore a 4 sarebbe stato bene diminuire il valore di $K_n$ per non avere una variazione di frequenza troppo estesa.

Il numero di spire da avvolgere attorno al toro è dato dalla relazione:

$$n = \frac{1 - K_n}{4\,\Phi_s} \cdot \frac{E_{2\,min}}{f_{min}}. \tag{3}$$

Nel caso siano necessarie delle variazioni della tensione regolata si devono modificare leggermente le formule precedenti.

Supponiamo che $E_m$ vari da $E_{m\,min}$ a $E_{m\,max}$:

$$K_n = \frac{E_{m\,max}}{E_{2\,min}}, \qquad f_{max} = \frac{E_{2\,max} - E_{m\,min}}{4\,n\,\Phi_s},$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1 - K_n}\left(\frac{E_{2\,max}}{E_{2\,min}} - \frac{E_{m\,min}}{E_{2\,min}}\right).$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1 - K_n}\left(\frac{E_{2\,max}}{E_{2\,min}} - K_n\,\frac{E_{m\,min}}{E_{m\,max}}\right). \tag{4}$$

Il rapporto $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ può risultare molto aumentato, in questo caso occorre allora diminuire $K_n$.

Consideriamo per esempio il caso in cui:

$$K_n = 0{,}85 \quad \frac{E_{2\,max}}{E_{2\,min}} = 1{,}35 \quad \frac{E_{m\,max}}{E_{m\,min}} = 4\,,$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1 - 0{,}85}\left(1{,}35 - \frac{0{,}85}{4}\right) = 7{,}5.$$

Questo rapporto è troppo alto perchè darebbe luogo ad una variazione di frequenza da 500 a 3.750 Hz. Se invece si sceglie $K_n = 0{,}7$ si ha:

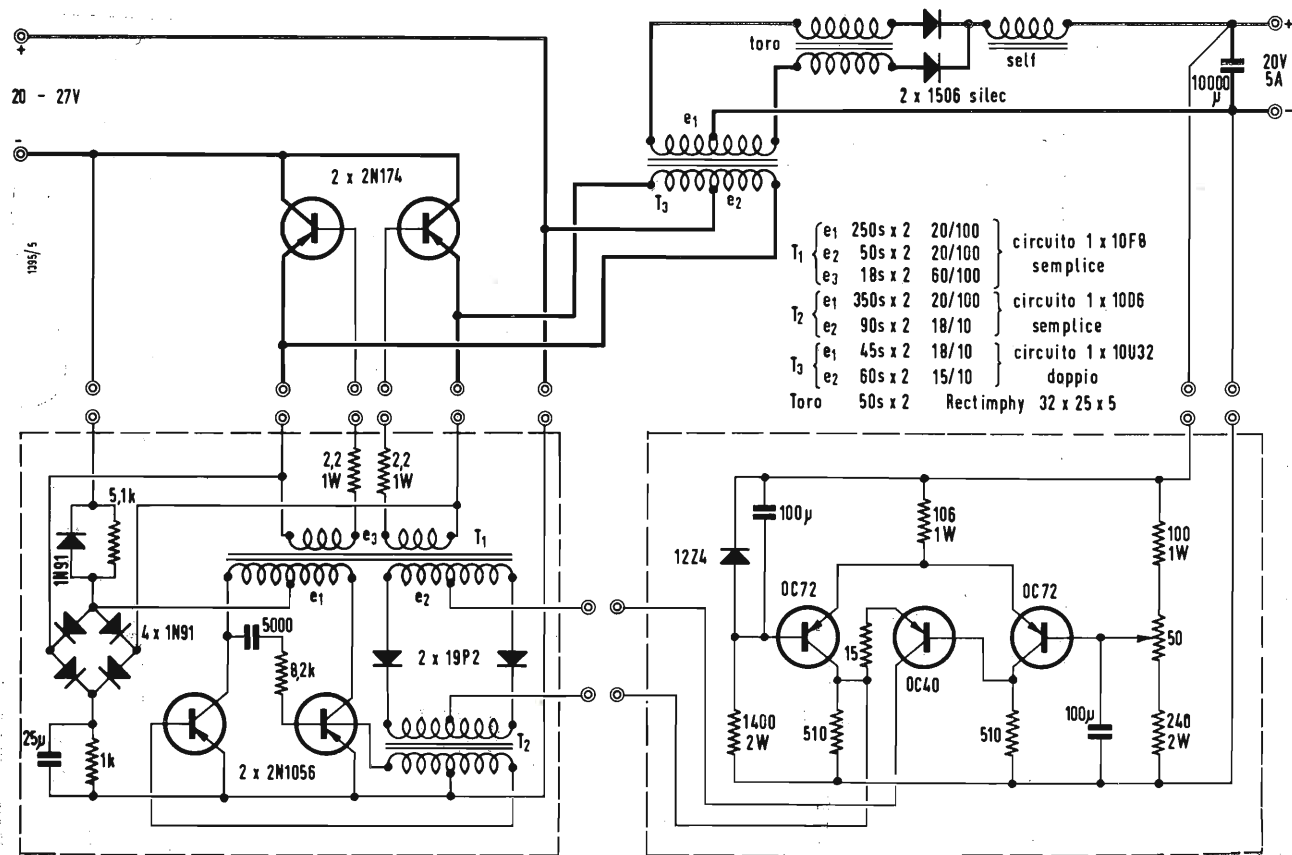
$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1}{1 - 0{,}7}\left(1{,}35 - \frac{0{,}7}{4}\right) = 3{,}8$$

e la frequenza deve variare solo da 500 a 1.900 Hz.

## 7. - REALIZZAZIONE

La fig. 5 mostra lo schema elettrico completo di un regolatore per 20 V e 5 A.

La resistenza da 1 kΩ ed il condensatore da 25 μF situati sulla piastra dell'oscillatore pilota hanno lo scopo di sopprimere le punte di tensione ai collettori dei transistori di potenza.

La resistenza da 5,1 kΩ permette l'innesco del convertitore, mentre il diodo 12J2 cortocircuita le punte della tensione di alimentazione dell'oscillatore pilota.

Le sue caratteristiche sono le seguenti:
VOLUME: 2,5 dm³.
$K_n = 0{,}85$.
RENDIMENTO TOTALE: 80%.
REGOLAZIONE STATICA: ± 0,1% per ± 10% della tensione in entrata; — 0,1% per la variazione del carico da 0 a pieno carico.
ONDULAZIONE RESIDUA: 0,25% da picco a picco.
REGOLAZIONE DINAMICA: ± 1% per una variazione brusca di ± 50% di $I_n$ a partire da $\frac{I_n}{2}$.
TEMPO DI RITORNO NELLA TOLLERANZA STATICA: 3 ms.

Se si riduce a metà il valore dell'autoinduzione, la variazione precedente si riduce al 0,3%, ma contemporaneamente l'ondulazione residua aumenta al 0,4%.

## 8. - CONCLUSIONI

Il tipo di regolatore descritto può coprire praticamente qualsiasi campo di impiego. Però a noi sembra particolarmente adatto nei casi in cui necessita una regolazione accurata ed una potenza elevata.

Lo studio pratico di questo tipo di regolatore è molto facile, perchè l'unico elemento delicato, l'oscillatore pilota, viene determinato una volta per tutte e poi rimane sempre lo stesso.

Il miglioramento dei transistori di potenza e dei trasformatori permetterà in seguito di aumentare la frequenza e quindi di migliorare la risposta ai transitori. *A*

Il giorno 16 luglio è mancato il comm. Teodoro Mohwinckel. Consigliere delegato della Unda Radio S.p.A., alla quale per oltre trent'anni dedicò la sua opera con encomiabile competenza, rettitudine e passione, per la migliore sorte della Società; dalla fondazione attivo ed indimenticabile vice-capo del Gruppo costruttori radio e televisione dell'ANIE; membro del consiglio di amministrazione del Gruppo industrie radio e televisione GIRT S.p.A.; consigliere della EMIE S.p.A. gerente della ditta Th. Mohwinckel S.a.s.; rappresentante per l'Italia della Rochm & Haas G.m.b.H., della Phoenix Gummiwerke A.G., ecc.; consigliere di amministrazione della Compagnia Finanziaria di Milano; il comm. Teodoro Mohwinckel rimane esempio luminoso per le sue doti di cuore, di mente, di laboriosità. La staff di *l'antenna* si associa al profondo dolore dei famigliari.

### Con l'Amplitron si trasmetterà a distanza elettricità senza fili

La RAYTHEON COMPANY ha costruito un nuovo dispositivo, che potrà forse realizzare il sogno di parecchi scienziati da cinquant'anni a questa parte, tra cui Nikolas Tesla, l'inventore del motore ad induzione: la trasmissione dell'energia elettrica senza fili.

Il dispositivo, denominato « Amplitron », è un tubo a microonde ad alta frequenza ed alta potenza che, secondo quanto ha dichiarato un portavoce della RAYETHEON, « trasforma quasi interamente l'energia elettrica fornita dalla rete di distribuzione pubblica direttamente in energia radiante, con un'efficienza dell'ordine dell'80 per cento, dissipandone sotto forma di calore in misura modestissima nel tubo ». Una seconda scoperta renderà realizzabili impianti di raffreddamento così efficienti che si potrà eliminare nel tubo una quantità di calore dieci volte superiore a quella ottenibile sinora. Pertanto, si potrà elevare la potenza degli amplitron di 20-100 volte. *(u.s.)*

### Premi per memorie sulle telecomunicazioni

Allo scopo di favorire un sempre più diffuso interessamento degli studiosi italiani, e specialmente dei giovani laureati al « Convegno internazionale delle comunicazioni », che annualmente ha luogo a Genova, in occasione delle « Celebrazioni Colombiane » (ottobre 1960) vengono istituiti dei premi in danaro (lire 250.000 ciascuno) destinati a cittadini italiani autori di « memorie » di particolare valore scientifico, tecnico ed applicativo presentate, nei termini prescritti alle Sezioni nelle quali si articola il Convegno: Comunicazioni terrestri (su rotaia, su strada, navigazione interna), Comunicazioni marittime, Comunicazioni aeree, Comunicazioni spaziali, Telecomunicazioni.

Nella elaborazione delle « memorie » destinate a concorrere ai « premi » deve tenersi presente: *a*) che l'argomento — scientifico, tecnico o applicativo — scelto sia pertinente al tema indicato nel bando di concorso; *b*) che la trattazione non abbia carattere di semplice compilazione basata su nozioni scientifiche e tecniche già pubblicate da altri autori; *c*) che la « memoria » contenga qualche elemento originale, almeno nella interpretazione dei risultati da altri ottenuti e che porti un contributo di chiarificazione su questioni controverse o di estensione a nuovi campi applicativi; *d*) che lo studio eseguito si dimostri di concreta utilità a fini scientifici-tecnici o tecnici-economici, o che, comunque, contribuisca ad accrescere le cognizioni che si posseggono sul determinato argomento, suscitando in altri l'interesse ad approfondire lo studio.

I premi per la Sezione Telecomunicazioni sono i seguenti: Premio Fondazione « Ugo Bordoni » per il tema: « La rilevazione statistica e la elaborazione matematica dei dati di traffico telefonico e telegrafico per stabilire criteri di sviluppo e potenziamento delle reti; Premio « Sirti » per il tema: « Piano di commutazione telefonica mondiale »; Premio « Ericsson » per il tema: « La interconnessione degli impianti di commutazione telefonica urbana e interurbana »; Premio « Telettra » per il tema « Interconnessione tra ponte radio e cavo coassiale, con particolare riferimento ai sistemi di scambio a fasci multipli ». *(p.n.i.)*

dr. Rino Macchi

# Amplificatori a larga banda a transistori

*Vengono esposti i principali problemi connessi alla realizzazione di amplificatori a larga banda a transistori.*
*Sono discusse le questioni della potenza dissipata, della distorsione armonica e del rumore, e vengono riportati anche alcuni risultati sperimentali.*

Fig. 1 - Circuito equivalente di un transistore.

Fig. 2 - Notazioni semplificate per il circuito equivalente.

Fig. 3 - Circuito equivalente semplificato del transistore.

Fig. 4 - Circuito di entrata del transistore.

(*) J. Dezoteux, Amplificateurs a large bande a transistors, *L'Onde électrique*, settembre 1959.

## 1. - INTRODUZIONE

L'evoluzione dei transistori nel corso degli ultimi anni è stata caratterizzata da due tendenze: da un lato quella di aumentare la frequenza di taglio, dall'altra quella di aumentare la potenza dissipata. Nel primo caso si sono potuti ottenere dei transistori con frequenze di taglio elevate ma con piccola potenza di dissipazione, utilizzabili per amplificatori di media e alta frequenza e per oscillatori. Nel secondo caso la frequenza di taglio è stata sacrificata in favore della potenza dissipata, e i transistori di questo tipo sono stati utilizzati per applicazioni importanti, per es. amplificatori di potenza a bassa frequenza, convertitori di corrente continua, ecc.
Vi sono però tipi di amplificatore molto importanti, che sono difficilmente realizzabili con gli attuali transistori: gli amplificatori a larga banda, con potenze di uscita dell'ordine di alcune centinaia di milliwatt. Questi amplificatori trovano largo impiego nei sistemi di trasmissione a frequenze portante, come amplificatori video, e come amplificatori di impulsi.
In questo articolo saranno definite le proprietà elettriche che devono avere i transistori da utilizzare in tali amplificatori e saranno infine dati alcuni risultati sperimentali.

## 2. - CARATTERISTICHE GENERALI

Un amplificatore a larga banda deve presentare le seguenti caratteristiche:
1) Il guadagno composito $G_c$, definito come il rapporto fra la potenza utile prelevata sull'impedenza di uscita, e la potenza massima fornita dal generatore di ingresso.
2) La larghezza di banda, definita dalla frequenza massima alla quale il guadagno $G_c$ è ridotto alla metà del suo valore misurato a bassa frequenza.
3) La potenza massima di uscita $P_{d(max)}$, o l'ampiezza massima del segnale di uscita (caso degli amplificatori video).
4) Il contenuto di distorsione armonica $H_2$ e $H_3$, misurato alla potenza di uscita nominale.
5) Il rumore espresso dal rapporto segnale/disturbo.

## 3. - SIMBOLI E CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSISTORE

Per lo studio degli amplificatori a larga banda è bene usare per il transistore, il circuito equivalente ormai classico, riportato in fig. 1, e per non appesantire la trattazione nelle formule verranno usate le notazioni indicate nella fig. 2.

Inoltre si indica con:

$a_o$ = il guadagno di corrente, a bassa frequenza, nel caso della base a massa.

$b_o$ = il guadagno di corrente, a bassa frequenza, nel caso dell'emettitore a massa. Fra $a_o$ e $b_o$ vale la relazione:

$$b_o = \frac{a_o}{1 - a_o}.$$

$f_a$ = frequenza a taglio, nel caso della base a terra

$$\left(f_a = \frac{\omega_a}{2\pi}\right).$$

Inoltre si ricorda che:

$$r_e = \frac{1}{g_e} \simeq \frac{26}{I_E}$$

dove $I_E$ è la corrente di polarizzazione dell'emettitore ($r_e$ in [Ω] e $I_E$ in [mA]).

$$C_e = \frac{1}{2\pi\ r_e f_a} = \frac{g_e}{\omega_a}$$

dove $C_e$ è la somma della capacità di diffusione e della capacità di barriera emettitore-base.

Nel caso di amplificatori a larga banda, composti di un certo numero di stadi





Fig. 5 - Amplificatore a più stadi in cascata.

montati con emettitore a massa, la resistenza di carico di ciascun stadio è sempre piuttosto piccola, e la reazione causata da $g_c$ e da $C_c$ è spesso trascurabile. Si può tenere conto dell'effetto di questa reazione, in prima approssimazione, mettendo una resistenza e una capacità in parallelo a $C_e$ e a $g_e/(b_o + 1)$. Questo procedimento è usato frequentemente nella tecnica dei tubi elettronici (effetto Miller). Il termine correttivo dovuto a $g_c$ può essere trascurato. Quello dovuto a $C_c$ è dato da:
$C_m = g_e R_2 C_c$.
In tal modo si può semplificare lo schema equivalente della figura 2, che diventa quello della fig. 3; la capacità $C_c$ è stata connessa ai capi della resistenza di carico e la capacità $C_m$ è stata messa in parallelo alla capacità $C_e$, per cui si ha:

$$C_e + C_m = \frac{g_e}{\omega_a} + g_e R_2 C_c = \frac{g_e}{\omega_a} (1 + \omega_a C_c R_2).$$

È stato inoltre trascurato $g_e$ rispetto alla resistenza di carica ed è stato posto:

$$\frac{b_o}{b_o + 1} = 1.$$

## 4. - PRODOTTO GUADAGNO - LARGHEZZA DI BANDA IN UN AMPLIFICATORE A LARGA BANDA

Poichè la banda di frequenza amplificata si estende dalle basse frequenze fino ad alcuni MHz, in generale non è possibile adattare i vari stadi fra di loro. D'altra parte sarebbe difficile accoppiare i vari stadi fra di loro mediante trasformatori proprio per non peggiorare la curva di risposta. Tutte queste considerazioni conducono all'impiego di stadi con emettitore a massa, connessi in cascata, salvo il caso dello stadio di entrata che potrebbe essere con collettore a massa qualora si desiderasse una impedenza di ingresso elevata.

Prendendo i seguenti valori tipici per i parametri dello schema di fig. 3:
Transistore a lega:
$r_b$ = 100 Ω $C_c$ = 15 pF
$f_a$ = 10 MHz $b_o$ = 100
Transistore drift:
$r_b$ = 40 Ω $C_c$ = 3 pF
$f_a$ = 30 MHz $b_o$ = 60
si può constatare che è proprio il circuito di ingresso che limita la banda passante dello stadio. La capacità $C_c$, ai capi di $R_2$, presenta una impedenza elevata rispetto al valore di $R_2$ e nelle maggior parte delle applicazioni la frequenza di taglio $\frac{1}{2\pi R_2 C_2}$ è molto superiore a quella del circuito di ingresso.
La resistenza del generatore e le resistenze di polarizzazione sono equivalenti a una resistenza $R_1$ situata fra base ed emettitore.
Il generatore del segnale di ingresso, viene rappresentato da un generatore di corrente collegato ai capi di $R_1$ (fig. 4)
La frequenza di taglio $B$ dello stadio è definita come la frequenza per la quale la tensione $vb'$ è 3 dB al disotto del suo valore a bassa frequenza.
Si trova facilmente:

$$B = \frac{R_1 + r_b + r_e (b_0 + 1)}{2\pi (R_1 + r_b) r_e (b_0 + 1) (C_e + C_m)} = \frac{f_a}{(b_0 + 1)} \frac{R_1 + r_b + r_e (b_0 + 1)}{(R_1 + r_b) (1 + \omega_a C_c R_e)}.$$

Questa frequenza di taglio $B$ dipende essenzialmente dal valore $R_1$. Supponendo $R_2$ piccola, in modo tale che $\omega_a$, $C_c$, $R_2$ sia trascurabile rispetto a 1, si ha:

per valori grandi di $R_1$:

$$B \simeq \frac{f_a}{b_o + 1},$$

per valori piccoli di $R_1$:

$$B \simeq f_a \frac{r_e}{R_1 + r_b}.$$

Per aumentare quindi la frequenza di taglio di uno stadio, bisogna prendere un generatore con piccola resistenza interna, ma naturalmente in tal modo si diminuisce il guadagno.
Infatti, indicando con $A_i$ il guadagno di corrente nello stadio cioè il rapporto fra la corrente $i_2$ che fluisce nel carico $R_2$, e la corrente $i_1$ iniettata dal nostro generatore, si ha:

$$A_i = \frac{R_1 (b_o + 1)}{R_1 + r_b + r_e (b_o + 1)}$$

da cui, per valori di $R_1$ grandi si ha:
$A_i \simeq b_o + 1$
e per valori di $R_1$ piccoli, si ha:

$$A_i \simeq \frac{R_1}{r_e}.$$

Inoltre fra il guadagno composito sopra definito $G_c$ e il guadagno di corrente $A_i$, vi è la relazione:

$$G_e = 4 \frac{R_2}{R_1} A_i^2.$$

Il prodotto guadagno di corrente-larghezza di banda è dato da:

$$A_i \times B = f_a \frac{R_1}{(R_1 + r_b) (1 + \omega_a C_c R_2)}.$$

Questo prodotto resta praticamente uguale ad $f_a$ per qualunque valore di $R_1$, almeno fino a che $\omega_a C_c R_2$ è trascurabile rispetto ad 1.
Nel caso in cui $R_1 = R_2 = R$, il valore di $R$ che rende massimo il prodotto $A_i B$ è:

$$R_o = \sqrt{\frac{r_b}{\omega_a C_c}}.$$

Ad es. con i valori prima indicati si avrebbe:
transistori a lega: $R_o$ = 330 Ω
transistori « drift »: $R_o$ = 270 Ω.

Però con il valore di $R$ dato dalla formula sopra, si possono avere valori di guadagno troppo piccoli, tanto da non potere essere praticamente utilizzabili.
In ogni caso negli stadi in cascata di un amplificatore $R_1$ è differente da $R_2$ e quindi si può aumentare il valore di $R_1$ e $R_2$ senza diminuire notevolmente il valore del prodotto $A_i B$. Quando la resistenza $R_1$ è piccola, cioè quando si cerca di realizzare un amplificatore a larga banda, il guadagno e la frequenza di taglio difendono da $r_e$ che è un parametro variabile, dipendente a sua volta dalla corrente di polarizzazione dell'emettitore. Di conseguenza è preferibile spesso aggiungere sull'emettitore una resistenza di piccolo valore $R_e$, il che equivale a fare una controreazione in serie all'entrata e all'uscita.
Si può dimostrare che in questo caso, i risultati trovati prima valgano ancora sostituendo semplicemente al posto di $r_e$ la espressione $r_e \left(1 + \frac{R_e}{r_e}\right)$ e al posto di $C_e$ l'espressione $C_e \left(1 + \frac{R_e}{r_e}\right)$.

Se il rapporto $\frac{R_e}{r_e}$ è superiore ad 1

(cosa che può essere realizzata anche con piccoli valori di $R_e$ purchè si pren-

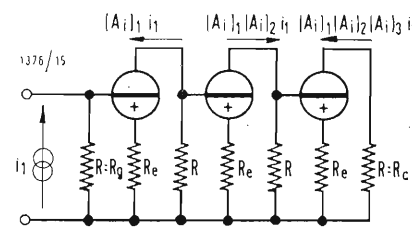
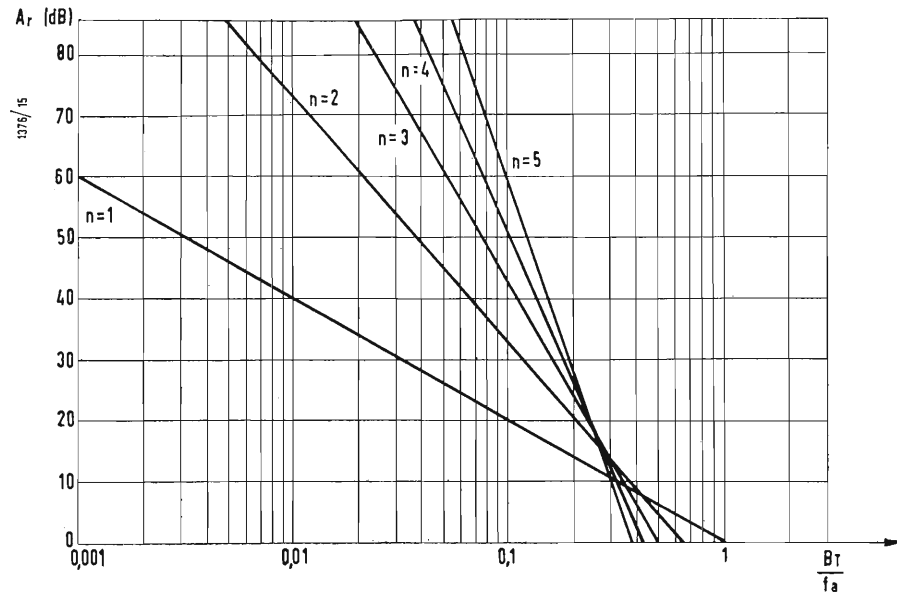



Fig. 6 - Andamento del guadagno totale AT in funzione del rapporto $B_T/f_a$ per vari stadi in cascata.

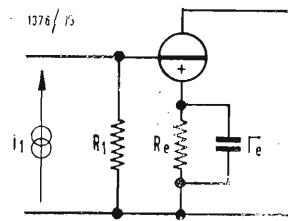



Fig. 7 - Correzione della banda passante mediante un condensatore in parallelo alla resistenza dell'emettitore.

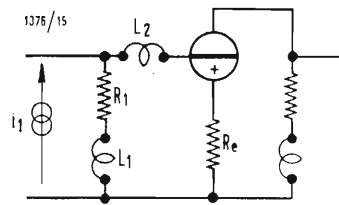



Fig. 8 - Correzione della banda passante mediante induttanza.

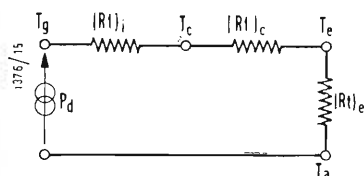



Fig. 9 - Dissipazione termica. Schema elettrico equivalente.

dano valori sufficientemente elevati di $I_e$, corrente di polarizzazione dell'emettitore) basterà semplicemente sostituire

$r_e$ con $R_e$ e $C_e$ con $C_e \dfrac{r_e}{R_e}$.

In queste condizioni, siccome $R_e(b_o+1)$ è generalmente più grande di $R_1 + r_b$, si ha:

$$\begin{cases} A_i \simeq \dfrac{R_1}{R_e} \\ B \simeq f_a \dfrac{R_e}{(R_1 + r_b)(1 + \omega_a C_c R_2)} \end{cases}$$

e il prodotto $A_i B$ conserva lo stesso valore.

Infine, si può notare che il prodotto $A_i B$ è tanto più grande quanto più piccoli sono la resistenza di base e la capacità del collettore $C_c$ e quanto più grande è la frequenza di taglio $f_a$.

## 5. - CASO DI PIU' STADI IN CASCATA

Mettendo più stadi in cascata, secondo lo schema della figura 5, si può considerare che ciascun stadio sia alimentato da un generatore di corrente applicato ai capi della resistenza $R$.

Indicando con $(A_i)_1, (A_i)_2, \ldots, (A_i)_n$ il guadagno di corrente di ciascun stadio, il guadagno di corrente totale è:

$$(A_i)_T = (A_i)_1, (A_i)_2, \ldots, (A_i)_n$$

e il guadagno composito totale è legato al guadagno di corrente totale dalla relazione:

$$(G_c)_T = 4 \frac{R_c}{R_g} (A_i)^2_T.$$

Nell'ipotesi che tutti gli stadi siano identici $(R_c = R_g = R)$ il guadagno di corrente e la larghezza di banda di ciascuno stadio sono dati da:

$$\begin{cases} A_i \simeq \dfrac{R}{R_e} \\ B = f_a \dfrac{R_e}{(R + r_b)(1 + \omega_a C_c R)}. \end{cases}$$

Poichè $R_e$ ha l'effetto di aumentare la impedenza di entrata di ogni stadio, la resistenza di carico è molto prossima ad $R$.

Per gli $n$ stadi si ha:

$$\begin{cases} B_T = B \sqrt{2^{1/n} - 1} \\ A_T = (A_i)_n \\ B \times A_i = f_a \end{cases}$$

da cui

$$\frac{B_T}{f_a} = \frac{\sqrt{2^{1/n} - 1}}{(A_T)^{1/n}}.$$

La figura 6 da il valore di $A_T$ (in dB) in funzione di $B_T$, per $n$ compreso fra 1 e 5.

Questo grafico mostra che per realizzare un amplificatore con un guadagno elevato, bisogna che il rapporto $\dfrac{B_T}{f_a}$ sia piccolo in modo da evitare di avere troppi stadi.

Esistono molti metodi per migliorare la larghezza di banda di uno stadio pur conservando lo stesso guadagno.

Un primo procedimento consiste nel diminuire la controreazione dovuta a $R_e$ alle frequenze elevate, e ciò si può fare mettendo una capacità $\Gamma_e$ in parallelo a $R_e$ (fig. 7).

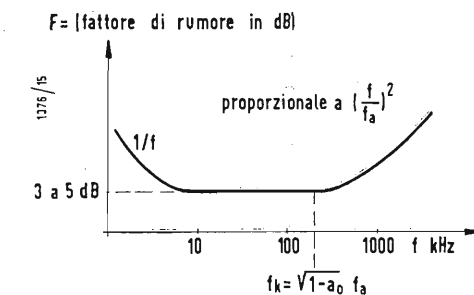
Un secondo metodo è quello di usare delle induttanze di compensazione, o più generalmente una rete di correzione,





Fig. 10 - Fattore di rumore in funzione della frequenza.

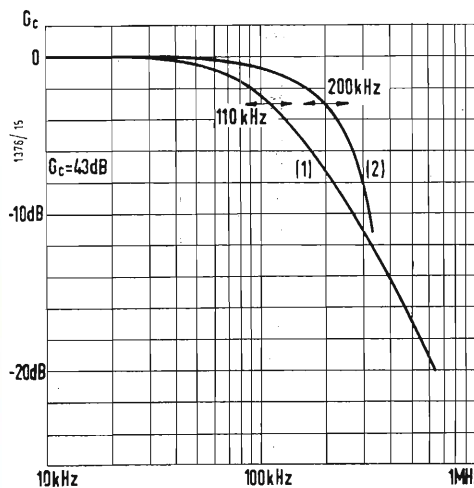



Fig. 11 - Andamento del guadagno di potenza in funzione della frequenza per l'amplificatore a due stadi di fig. 12.

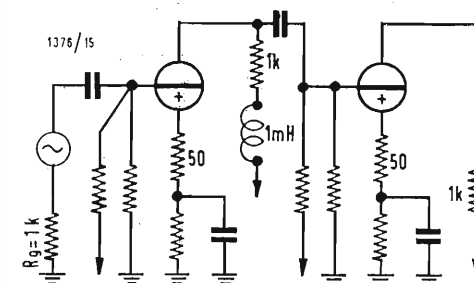



Fig. 12 - Amplificatore a due stadi.

in modo che la funzione di trasferimento $\dfrac{V_b'}{i}$ abbia una curva ampiezza-frequenza più piatta possibile.

Una compensazione usata spesso consiste in una induttanza $L_1$ in serie con $R_1$ e una induttanza $L_2$ in serie alla base (fig. 8). La banda passante può essere così migliorata di un fattore da 1,5 a 2,5.

## 6. - POTENZA MASSIMA DI USCITA

La potenza massima del segnale di uscita è direttamente proporzionale alla potenza dissipata sul collettore del transistore. Questa potenza dissipata $P_d$ dipende in prima approssimazione dalla resistenza termica $R_t$ (espressa in °C/W) del transistore e della sua placca di raffreddamento, dalla temperatura ambiente $T_a$ e dalla temperatura ammessa per la giunzione del transistore $T_j$. Si ha:

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{R_t}.$$

Ma perchè si possa raggiungere effettivamente la potenza massima di dissipazione che si ottiene dalla formula precedente per $T_j = T_{jmax}$ (la temperatura massima della giunzione è di circa 85°C per i transistori al germanio e di circa 150 °C per quelli al silicio) è necessario prendere un certo numero di precauzioni, le più importanti delle quali sono:

1) Lavorare con delle tensioni di polarizzazione collettore - emettitore non troppo elevate, per evitare gli effetti di riscaldamento cumulativi.

2) Utilizzare dei circuiti in cui il transistore sia stabilizzato nei confronti delle variazioni di temperatura.

3) Scegliere dei transistori con debole corrente di saturazione $I_{co}$.

Inoltre si deve cercare in ogni modo di rendere minima la resistenza termica $R_t$. Questa resistenza termica può essere considerata come la somma di tre resistenze termiche parziali: la resistenza termica interna del cristallo $(R_t)\ i$, la resistenza termica fra cristallo e involucro esterno $(R_t)\ e$, e la resistenza termica fra involucro e placca di raffreddamento. Indicando con:

$P_d$ = potenza dissipata sulla giunzione del collettore

$T_j$ = Temperatura della giunzione

$T_c$ = Temperatura del cristallo

$T_e$ = Temperatura dell'involucro

$T_a$ = Temperatura ambiente

si può stabilire l'equivalenza elettrica indicata nella figura 9, in cui $P_d$ rappresenta un generatore di corrente, $T_j$, $T_c$, $T_e$, $T_a$ dei potenziali, e $(R_t)\ i$, $(R_t)\ c$, $(R_t)\ e$ delle resistenze.

La resistenza termica $(R_t)\ i$ dipende dal cristallo del germanio o del silicio; questo parametro si diminuisce aumentando le dimensioni del cristallo, ma in questa direzione siamo ben presto limitate dal fatto che le caratteristiche elettriche cercate, impongono certi parametri geometrici. Si può diminuire $(R_t)c$ in modo apprezzabile sia saldando uno degli elettrodi all'involucro, sia riempiendo questo involucro con un gas o un liquido che abbiano una buona conducibilità termica.

Infine si può diminuire $(R_t)\ e$ utilizzando involucri di grande superficie con piastrina di raffreddamento.

Un altro fattore da considerare è l'inerzia termica che il transistore presenta a dei sovraccarichi istantanei di potenza. Questo fattore è legato alla capacità termica dei diversi elementi che compongono il transistore, in particolare questa inerzia termica sarà migliorata aumentando la massa del contenitore.

## 7. - TASSO DI DISTORSIONE ARMONICA

In uno stadio amplificatore a transistori la non-linearità è dovuta a due ragioni: la distorsione del segnale di ingresso che proviene dal diodo base-emettitore, e la distorsione del segnale di uscita dovuto alle variazioni del gua-

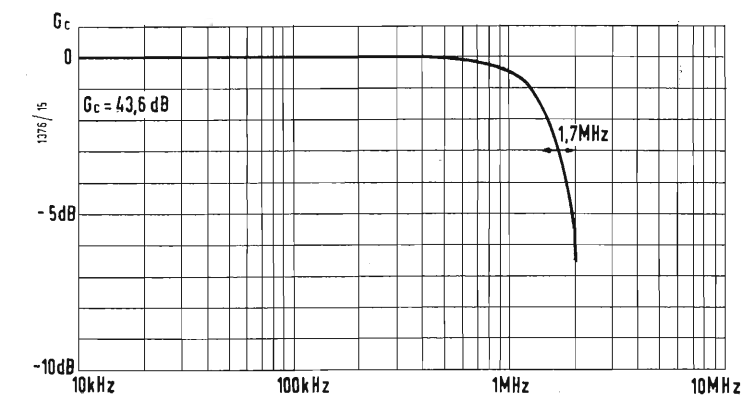



Fig. 13 - Andamento del guadagno di potenza in funzione della frequenza, relativo all'amplificatore di fig. 14.

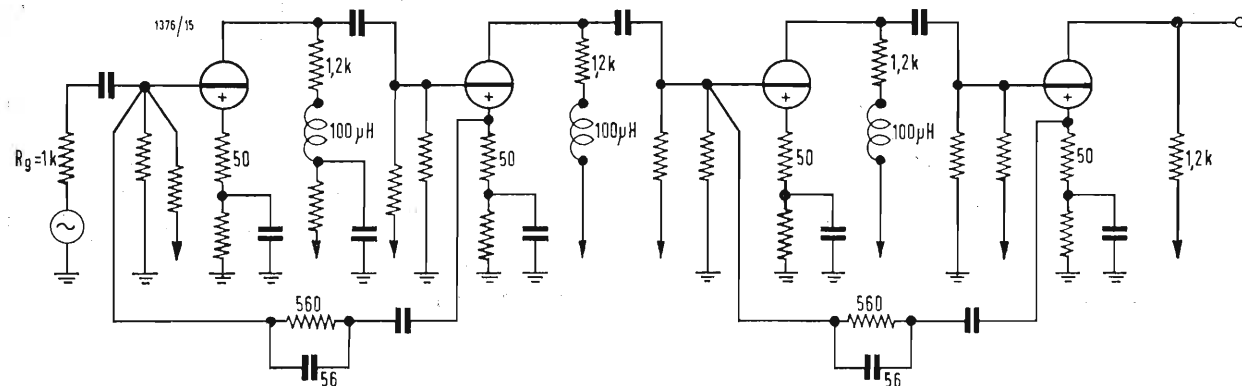



Fig. 14 - Amplificatore a due stadi doppi.

dagno in corrente $b_o$ in funzione del punto di polarizzazione (in modo particolare in funzione della corrente del collettore).

La distorsione del segnale di ingresso è legata al modo di funzionamento del transistore stesso e non può essere migliorata da una modifica della struttura o della tecnologia.

Vi sono due vie per cercare di diminuirla:

1) Disadattando la sorgente, cioè aumentando la sua impedenza interna. Ciò però non è possibile fare per gli amplificatori a larga banda, perchè lo stadio precedente deve lavorare su un carico piccolo e perchè una resistenza posta in serie alla base ha l'affetto di peggiorare il comportamento del transistore sia nei confronti della frequenza che della potenza.

2) Aumentando la corrente di polarizzazione, che fluisce nell'emettitore, allo scopo di rendere trascurabile la resistenza differenziale emettitore-base. È proprio questa la soluzione che sarà adottata negli amplificatori a larga banda, almeno negli ultimi stadi.

Fig. 15 - Circuito equivalente semplificato del transistore.

La seconda causa di distorsione, dovuta alle variazioni del guadagno di corrente $b_o$, in funzione della corrente del collettore può essere migliorata modificando la struttura del transistore e più precisamente aumentando la concentrazione delle impurità nella regione dell'emettitore (lega indio-gallio, emettitore metallizzato con alluminio).

Si può anche ridurre la distorsione per mezzo di controreazioni applicate stadio per stadio o globalmente sull'amplificatore completo. Bisogna però tenere presente che, applicare delle controreazioni globali di tasso elevato in amplificatori a larga banda, è una cosa piuttosto difficile a causa degli sfasamenti che si hanno nei vari stadi.

## 8. - RUMORE

Si supporrà che il transistore dello stadio di entrata lavori a delle frequenze sufficentemente elevate, per cui i fattore di rumore viene ad essere determinato quasi unicamente dal rumore termico della resistenza di base e dalla rumorosità propria della giunzione.

Numerosi lavori e ricerche sperimentali hanno permesso di determinare la variazione del fattore di rumore in funzione della frequenza (fig. 10).

Qualunque sia la configurazione dello stadio (emettitore a massa, base a massa, collettore a massa) si vede che il fattore di rumore resta praticamente costante fino alla frequenza

$f_k = \sqrt{1 - a_o} \cdot f_a$

(si trascura come abbiamo detto la parte in bassa frequenza proporzionale a

$\frac{1}{f}$). Da questa frequenza $f_k$ in poi il

fattore di rumore aumenta di 6 dB per ottava.

Questo fatto impone che lo stadio di ingresso abbia un guadagno di corrente sufficientemente elevato per far sì che la sua frequenza di taglio resti inferiore alla frequenza $f_k$.

Si è trovato inoltre che il fattore di rumore sarà minimo allorchè la resistenza del generatore è compresa fra 400 e 800 Ω e la corrente e la tensione di polarizzazione hanno dei valori poco elevati (500 μA e qualche volt).

## 9. - RISULTATI SPERIMENTALI

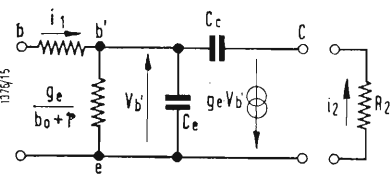
Il grafico di fig. 11 riporta le variazioni del guadagno di potenza in funzione della frequenza di un amplificatore a due stadi (fig. 12). La curva 1 è relativa al caso senza correzione, mentre la curva 2 è stata ottenuta correggendo la curva per mezzo di una induttanza posta in serie al carico.

Il grafico di fig. 13 riporta le variazioni del guadagno in funzione della frequenza per un amplificatore a due stadi doppi. La rete di correzione è costituita da una induttanza posta in serie con il carico di ciascun transistore e una controreazione applicata su ogni doppio stadio, fra l'emettitore del secondo transistore e la base del primo (fig. 14).

## 10. - CONCLUSIONI

Il problema di realizzare un amplificatore a larga banda a transistori attualmente è parzialmente risolto. Si potranno ottenere dei miglioramenti sensibili per quanto riguarda la larghezza di banda, sia mediante l'uso di transistori a campo interno (transistori drift) sia con transistori fabbricati con procedimenti di diffusione le cui frequenze di taglio siano dell'ordine di varie centinaia di MHz e le cui capacità di collettore siano di alcuni pF.

Dei miglioramenti per quello che riguarda la potenza utile di uscita si potranno ottenere studiando con cura le condizioni di dissipazione termica, o utilizzando dei transistori al silicio i quali, a parità di dimensioni geometriche e nelle stesse condizioni di temperatura, possono fornire delle potenze da due a quattro volte superiori a quelle ottenibili con transistori al germanio.

*A.*





### Antenna televisiva adatta per eliminare le immagini fantasma - Alimentazione di più televisori con la stessa antenna

**0188** – ***Sigg. A. Di Giuseppe – Bologna; C. Rossetti – Roma,***

Il tipo più efficiente di antenna adatta alla eliminazione totale delle immagini riflesse da ostacoli che si trovano alle spalle, o quasi, rispetto all'antenna stessa e rispetto alla posizione del trasmettitore, è la cosidetta antenna Corner la quale è munita di un riflettore angolare. Tale tipo di antenna è stato ampiamente descritto sul nº 9 del 1959 di questa Rivista, perciò le consiglio di farsi spedire tale numero dalla nostra amministrazione. Nello stesso, fra l'altro, troverà i dati di calcolo dei vari tipi di antenne a più elementi.

Per quanto concerne la richiesta fattaci da altri lettori ci teniamo a far notare che lo schermo tipo corner può essere adottato anche per antenne a più elementi, cioè con guadagno più elevato, e che perciò il suo uso non è limitato al solo dipolo.

Per alimentare due o tre televisori con la stessa antenna, qualora non sia indispensabile l'uso di un amplificatore, si può far ricorso alla semplice separazione resistiva mediante cassette di separazione come da figura 1. Queste cassette nel caso di alimentazione di due soli televisori, come nel suo caso, consentono una attenuazione, tra la linea di antenna ed ogni singola presa, di soli 6 dB. Lo impianto è visibile in fig. 2. Il materiale necessario può essere trovato con facilità da qualsiasi rivenditore serio di prodotti radiotelevisivi, caso contrario richieda il catalogo alla ditta Fracarro di Castelfranco Veneto.

Per quanto si riferisce alle stazioni TV che trasmetteranno in avvenire sui canali UHF è evidente che la loro ricezione sarà possibile usando un nuovo impianto di antenna. È da tenere presente che tale nuova antenna potrà

essere fissata allo stesso palo dell'antenna per VHF. Attualmente con poche migliaia di lire ci si può fornire di ottime antenne, ragione per cui non vale neanche la pena di autocostruirsele.

(*P. Soati*)

### A proposito dei televisori Tungsram 5-3201, Phonola mod. 1727, Voxson T225C, Autovox TM 580

**0189** – ***Start – Foggia; G. Bettini – Vado; Cav. G. Longo – Messina.***

*a*) Lo schema pubblicato nel volume III dello Schemario e relativo il TV Tungsram 5/3201 è quello originale che ci è stato fornito dalla casa costruttrice; nello stesso non erano riportati i dati relativi i componenti il gruppo. Per quanto la loro individuazione non presenti eccessive difficoltà, la consiglio di riscrivere alla Ditta in questione, che, data la sua serietà, senz'altro le darà una risposta. Molto probabilmente la lettera precedente sarà andata smarrita.

*b*) I due difetti segnalati e relativi i TV Phonola e Voxson sono abbastanza simili: quasi certamente sono dovuti al fatto che la corrente a denti di sega che passa nelle bobine di deflessione di quadro ha un'ampiezza troppo piccola (ciò infatti causa una riduzione delle dimensioni del quadro in senso dell'altezza). Generalmente l'inconveniente è da attribuire alla scarsa emissione della valvola di uscita di quadro. Nel caso in cui la sua sostituzione non desse risultati positivi è necessario controllare la tensione anodica di tale valvola, che differisce da circuito a circuito, ma che generalmente è dell'ordine dei 400÷450 V. Ad ogni modo un accurato controllo alle tensioni alternate del generatore a denti di sega è particolarmente consigliabile. Non è da escludere un guasto al trasformatore od anche alla bobina di deflessione

Infine è opportuno controllare il valore dei condensatori e delle resistenze del circuito interessato, in considerazione del fatto, che come abbiamo detto molte volte, le resistenze, in modo particolare, tendono a modificare notevolmente il loro valore con il tempo e ciò può essere causa dei difetti lamentati. Nel caso che la tensione risulti inferiore al normale non manchi di tenere d'occhio i condensatori elettrolitici. Le note tecniche relative il TV Voxson sono di imminente pubblicazione.

*c*) Di opuscoli come quello da Lei segnalato se ne vedono in giro un numero tale che non è facile ricordarli. Ritengo che il libro del Favilla possa esserle particolarmente utile, d'altra parte nella rubrica servizio TV che viene mantenuta aggiornata tratteremo in modo sempre più ampio quanto le interessa. Alla sua seconda domanda non mi è possibile rispondere perchè debbo dirle sinceramente che mi trovo nella situazione dell'asino di Buridano con la differenza che in tal caso i mucchi di avena anzichè essere due sono dieci, venti forse cinquanta. Infatti molte sono le case in Italia che costruiscono ottimi televisori ed esse emergono nettamente, nei confronti di quelle di secondo ordine. Ad ogni modo tenga presente che nella nostra rubrica *Servizio TV* dedicata alla messa a punto dei televisori ed alla loro taratura, prendiamo in esame esclusivamente i televisori costruiti da case che danno la massima garanzia di serietà. E la prego di scusarmi se ritengo che mai come in questo caso sia giusto il detto di Oscar Wilde con il quale egli affermava che è sempre una sciocchezza dare consigli, ma che dare un buon consiglio è assolutamente fatale!

(*P. Soati*)

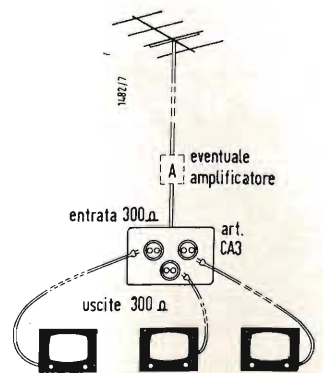
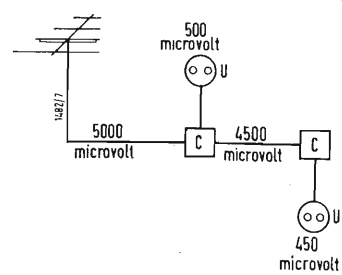
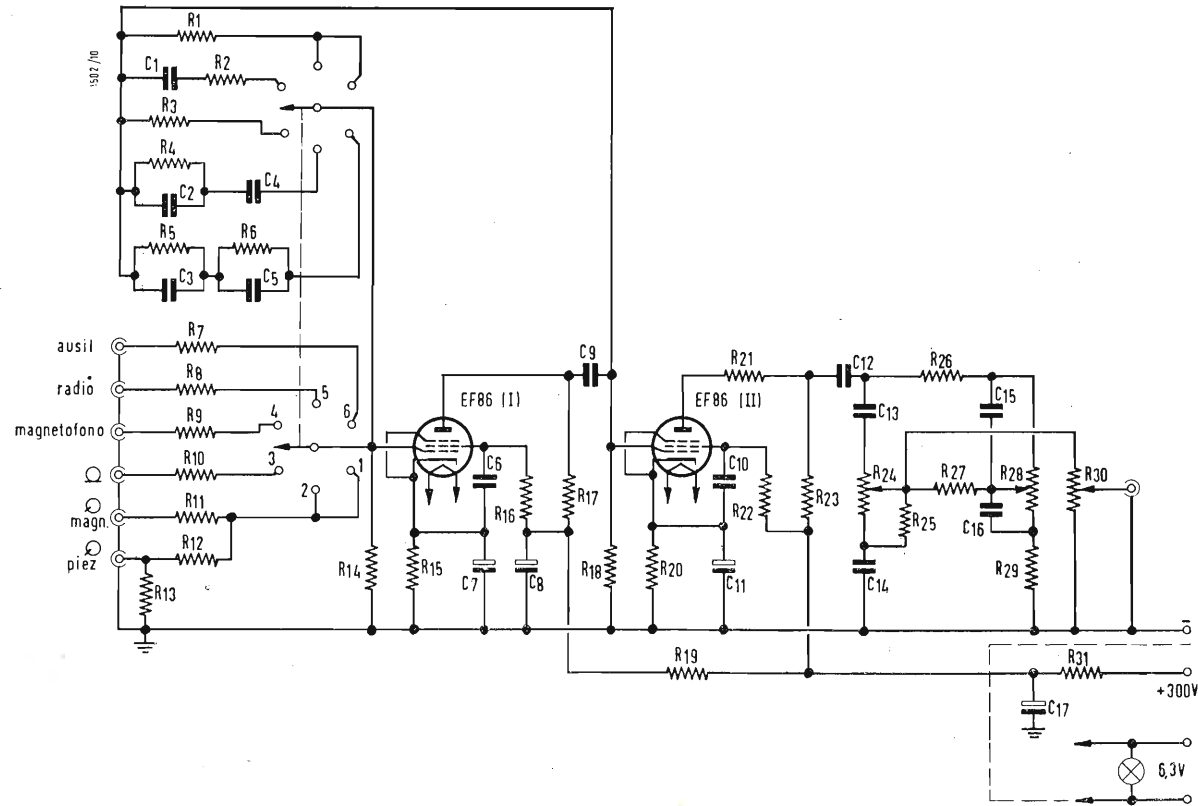
### Preamplificatore - equalizzatore e acoustical-box per altoparlante Philips 9710M e similari

**0190** – ***Sigg. F. Callegari – Milano ed altri richiedenti.***

L'amplificatore descritto nel n. 1 di *Alta Fedeltà* è adatto ad essere usato in unione al sintonizzatore per AM/FM della Geloso G536, per il completamento del quale può usare senz'altro la piastra meccanica Collaro. In figura 1 riporto lo schema di un preamplificatore-equalizzatore, realizzato dalla Philips, che è particolarmente indicato per essere usato con il suddetto amplificatore e per l'altro descritto nel numero scorso di questa rubrica, e che avevo promesso di pubblicare. Si tratta di un preamplificatore a due valvole adatto per entrate per fonorivelatori magnetici ed a cristallo, per testine di ascolto di magnetofoni, per microfoni e sintonizzatori radio. È previsto un ingresso per altre sorgenti BF. I tubi usati sono due EF86. L'equalizzazione è ottenuta nel primo stadio a mezzo di un circuito a controreazione selettiva fra anodo e griglia. Nel II stadio non esiste alcun circuito di controreazione: la sua uscita è applicata ad una rete passiva che serve alla regolazione di tono. Ciò allo scopo di diminuire l'impedenza del circuito di griglia del primo stadio, e di conseguenza, il ronzio captato, e di consentire l'applicazione di segnali provenienti da sorgenti a bassa impedenza. Con tale sistema, avendo nel primo stadio una bassa amplificazione, l'effetto Miller tra anodo e griglia, che è molto nocivo quando in serie alla griglia sono collegate resistenze molto alte, è notevolmente ridotto. Al circuito d'ingresso vengono inserite delle resistenze in serie per regolare con molta accuratezza la sensibilità e l'impedenza di ogni canale (i valori usati sono quelli adatti per sorgenti BF più comuni, eventuali variazioni si possono apportare variando il valore della $R$ in serie alla griglia).

La sensibilità viene regolata per tutti i canali dalla II valvola tramite la variazione del rapporto tra $R_{21}$ e $R_{23}$ la cui somma deve corrispondere a 100 kΩ. I valori 18 e 82 kΩ sono necessari affinchè il preamplificatore si possa adattare ad un amplificatore da 10 W. Nel caso di adattamento ad amplificatore da 20 W il segnale di uscita si preleva direttamente dalla placca della EF86. $R_{31}$ e $C_{17}$ sarebbe consigliabile montarli direttamente sullo chassis dell'amplificatore.

Il canale d'ingresso per fonorivelatore magnetodinamico può essere usato anche per il tipo a bobina mobile, a maggiore tensione di uscita, purchè si aumenti il valore di $R_{11}$. $R_1$. La differente sensibilità necessaria per dischi microsolco e a 78 giri è stata ottenuta variando in parte il fattore di controreazione ed inserendo una $R$ di attenuazione ($R_{13}$). Il canale d'ingresso per microfoni è adatto sia per microfoni a cristallo che per quelli magnetici con trasformatore di entrata. L'impedenza d'ingresso del canale per magnetofono è di circa 80 kΩ. La curva caratteristica è conforme alle norme CCIR e la sua esaltazione è leggermente attenuata al disotto dei 100 Hz. Se l'ascolto dei nastri è effettuato con bobina ad alta impedenza i risultati saranno veramente ottimi. Allo scopo di avere un'ottima riproduzione dei canali FM viene inserito nel sintonizzatore un circuito di deenfasi. Il circuito d'ingresso supplementare è identico a quello del canale radio. Può essere usato con amplificatori per magnetofoni, per fonorivelatori a cristallo con segnale di uscita elevato.

Valore dei componenti: $R_1$ = 330 kΩ 5 %, 1/4 W; $R_2$ = 560 kΩ 5 %, 1/4 W; $R_3$ = 10

MΩ 5 %, 1/4 % W; $R_4$ = 560 kΩ 5 %, 1/4 W; $R_5$ = 5,6 MΩ, 5 %, 1/4 W; $R_6$ = 220 kΩ 5 %, 1/4 W; $R_7$ = 2,2 MΩ 10 %, 1/4 W; $R_8$ = 2,2 MΩ 10 %, 1/4 W; $R_9$ = 56 kΩ 10 %, 1/4 W; $R_{10}$ = 1 MΩ 10 %, 1/4 W; $R_{11}$ = 68 kΩ 10 %, 1/4 W; $R_{12}$ = 1 MΩ 10 %, 1/4 W; $R_{13}$ = 100 kΩ 10 %, 1/4 W; $R_{14}$ = 100 kΩ 5 %, AS 1/4 W; $R_{15}$ = 2,2 kΩ 10 % 1/2 W; $R_{16}$ = 1 MΩ 10 %, AS 1/2 W; $R_{17}$ = 220 kΩ 10 %, AS 1/2 W; $R_{18}$ = 1 MΩ 10 %, 1/4 W; $R_{19}$ = 33 kΩ 10 %, 1/2 W; $R_{20}$ = 1,2 kΩ 10 %, 1/2 W; $R_{21}$ = 82 kΩ 10 %, AS 1/2 W; $R_{22}$ = 390 kΩ 10 %, AS 1/2 W; $R_{23}$ = 18 kΩ 10 %, AS 1/2 W; $R_{24}$ = 250 kΩ log.; $R_{25}$ = 47 kΩ 10 %, 1/4 W; $R_{26}$ = 68 kΩ 10 %, 1/4 W; $R_{27}$ = 39 kΩ 10 %, 1/4 W; $R_{28}$ = 250 kΩ log.; $R_{29}$ = 6,8 kΩ 10 %, 1/4 W; $R_{30}$ = 250 kΩ log.; $R_{31}$ = 30 kΩ 10 %, 1/2 W; $C_1$ = 390 pF 5 %; $C_2$ = 150 pF 5 %; $C_3$ = 2200 pF 5 %; $C_4$ = 560 pF 5 %; $C_5$ = 220 pF; $C_6$ = 0,1 μF, 350 V lav.; $C_7$ = 25 μF, 12 V; $C_8$ = 8 μF, 350 V; $C_9$ = 0,1, 350 V; $C_{10}$ = 0,1 μF, 350 V; $C_{11}$ = 25 μF, 12 V; $C_{12}$ = 0,1 μF, 350 V; $C_{13}$ = 560 pF 10 %; $C_{14}$ = 8200 pF 10 %; $C_{15}$ = 2200 pF 10 %; $C_{16}$ = 20000 pF 10 %; $C_{17}$ = 16 μF, 350 V. (*AS* = Alta stabilità).

Nelle figure 2, 3, 4 sono mostrati i disegni relativi un acoustical-box costruita e calcolata per un altoparlante PHILIPS 9710M e che mantiene le sue prestazione indipendentemente dalle normali tolleranze di risposta dell'altoparlante. Il mobile deve essere di costruzione solida usando preferibilmente del compensato da 2,5 cm. Tutte le giunture dovranno essere incollate ed unite con con viti otturando le eventuali fessure con del mastice adatto. Il pannello posteriore, levabile deve essere fissato con almeno 5 viti per lato (non meno di 20)del tipo in ottone. I pannelli assorbenti debbono essere fissati con biette di 6×12 mm e non direttamente sulle pareti della cassa. Non avendo a disposizione il materiale raccomandato l'assorbimento delle risonanze può essere fatto mediante l'uso di bambagia (cotone grezzo) tenuto fra due pezzi di tela da sacco cuciti insieme e trapuntati (spessore 6,5 cm prima di essere trapuntato 4 cm dopo). Il tessuto di copertura dell'altoparlante deve essere di materiale a trama non compatta e nemmeno del tipo rigido.

L'altoparlante PHILIPS 9758 il cui costo non è troppo elevato è adatto ad un campo di frequenze compreso fra 50 ÷ 20.000 Hz con un carico di 10 W. L'Isophon PH 2132/25/11 munito di filtro elettrico, copre la gamma 50 ÷ 16000 Hz con un carico di 8 W. Alle altre domande risponderò prossimamente.

(*P. Soati*)

Schema elettrico del radioricevitore Grundig, mod. Schaltplan "AM/FM - Super 80U/J"

Schema elettrico del radioricevitore Philips, mod. B31 90A "Araldo."

PHILIPS
Mod. B3 I 90A "ARALDO 3"



archivio schemi

# TELEVISORE

# TRANS - CONTINENTS

**Mod. 59117 - 617**

Schei

Schema elettrico del radioricevitore Philips, mod. B31 90A "Araldo."

Schema elettrico del ricevitore TV - TRANS - CONTINENTS, mod. 59117 - 617.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-18 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6


# PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

## Gruppi di A. F.

**GELOSO - Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**NATIONAL - Ing. CONSOLARO - Milano**
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**RICAGNI - Milano**
Via Mecenate, 71 - Tel. 720.175 - 720.736

**SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI - Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

## Valvole e tubi catodici

**FIVRE - Milano**
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

**ITER - Milano**
Via Visconte di Modrone 36 - Tel. 700.131 - 780.388

**MARCONI ITALIANA - Genova**
Via Corsica, 21 - Tel. 589.941

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**TELEFUNKEN - Milano**
Piazzale Bacone, 3 - Tel. 278.556

## Apparecchiature di alta fedeltà

**AUDIO - Torino**
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

**IMCARADIO - Milano**
Corso Venezia, 36 - Tel. 701.423

**ITALVIDEO - Corsico**
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418

**LESA - Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

**MAGNETI MARELLI - Milano**
Organizz. Gen. Vendita Soc. SERT
Via Gaffurio, 4 - Milano
Tel. 222.300 - 278.110

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**PRODEL - Milano**
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

## Bobinatrici

**GARGARADIO - Milano**
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

**GIACOM & MACCIONE - Milano**
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

**MARSILLI - Torino**
Via Pietro Giuria, 44 - Tel. 689.665

**MEGA ELETTRONICA - Milano** - Via Orombelli, 4 - Telef. 296.103
Bob. lineari e a nido d'ape

**PARAVICINI - Milano**
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

## Registratori

**AUDIO - Torino**
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

**CASTELFRANCHI - Milano**
Via Petrella, 6 - Tel. 211.051

**D'AMIA Ing. R. - Milano**
Via Mincio, 5 - Tel. 534.758
Incisori per dischi

**GELOSO - Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**INCIS dei f.lli SEREGNA - Saronno**
Uff. Gen. Vendita - Milano
Via Gaffurio, 4 - Tel. 222.300 - 278.110

**LESA - Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

**MINIFON - Milano**
Agente Gen. per l'Italia:
Miedico Alfredo
Via P. Castaldi, 8 - Tel. 637.197

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI - Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

## Gioghi di deflessione trasformatori di riga E.A.T. trasformatori

**ARCO ■ Firenze**
Piazza Savonarola, 10 - Tel. 573.891 573.892

**LARE ■ Milano**
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
**Laboratorio avvolgimenti radio elettrici**

**TRASFORMATORI TORNAGHI**
**Milano**
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

**NATIONAL - Ing. CONSOLARO ■ Milano**
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

**PHILIPS ■ Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**SAREA ■ Milano**
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

## Giradischi - amplificatori altoparlanti e microfoni

**AUDIO - Torino**
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
**Amplificatori Marantz, Acoustic Research**

**GARIS ■ Milano**
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
**Giradischi - Fonovaligie**

**ITALVIDEO ■ Corsico (Milano)**
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
**Giradischi, amplificatori**

**LESA ■ Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
**Giradischi, altoparlanti, amplificatori**

**MAGNETI MARELLI ■ Milano**
Organizz. Gen. Vendita: Soc. SERT
Via Gaffurio, 4 - Milano
Tel. 220.300 - 278.110
**Microfoni - Amplificatori - Altoparlanti**

**PHILIPS ■ Milano**
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
**Giradischi**

**PRODEL ■ Milano**
Via Monfalcone, 12 - T. 283.651 - 283.770
**Amplificatori**

**SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

## Potenziometri

**GELOSO ■ Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**LESA ■ Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

**LIAR ■ Milano**
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816
**Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110**

**MIAL ■ Milano**
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
**Potenziometri a grafite**

**PHILIPS ■ Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

## Antenne

**AUTOVOX ■ Roma**
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

**IARE ■ Torino**
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
**Antenne, amplificatori, accessori TV**

**NAPOLI ■ Milano**
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

**OFFICINE ELETTROMECCANICHE ■ LUGO (Ravenna)**
**BREVETTI « UNICH »**
Uff. Gen. Vendita: Milano - Via Gaffurio, 4
Tel. 222.300 - 278.110

**SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

**TELEPOWER ■ Milano**
Via S. Martino, 16 - Tel. 857.553

## Condensatori

**DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.a. ■ Bologna**
Tel. 381.672 - Casella Postale 588

**GELOSO ■ Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**MIAL ■ Milano**
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
**Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo**

**MICROFARAD ■ Milano**
Via Derganino, 18/20 - Tel. 37.52.17 - 37.01.14

**PHILIPS ■ Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**ROCOND Faè di Longarone (Belluno)**
Tel. 14 - Longarone

**SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

## Stabilizzatori di tensione

**CITE di O. CIMAROSTI ■ S. Margh. Ligure**
Via Dogali, 50

**GELOSO ■ Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

**LARE ■ Milano**
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
**Laboratorio avvolgimenti radio elettrici**

**LIAR ■ Milano**
Via Bernardino Verro, 8 - Tel. 84.93.816
**Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110**

**KURTIS ■ Milano**
V.le Rim. di Lambrate, 7 - T. 293.529/315

**STARET ■ Milano di Ing. E. PONTREMOLI & C.**
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

## Rappresentanze estere

**AUDIO - Torino**
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
**Audio Devices, nastri magnetici, dischi vergini, Scully, macchine per incidere dischi**

**CIFTE**
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 - Milano
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - Torino
**Cinescopi, transistori, valvole**

**ELECTRONIA ■ Bolzano**
Via Portici, 2
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**EXHIBO ITALIANA ■ Milano**
Via General Fara 39 - Tel. 667068 - 667832
**AVO - N.S.F. - Sennheiser - Neuberger, ecc.**

**GALLETTI R. ■ Milano**
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
**Soluzioni acriliche per TV**

**Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI ■ Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
**Strumenti di misura**
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed Co. - Vignoles - Tinsley Co.

**PASINI e ROSSI**
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r - Telefono 83.465 - Genova
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - Milano
**Altoparlanti, strumenti di misura**

**IMEXTRA - Milano**
Via Ugo Bassi, 18 - Tel. 600.253
« Synflex » - Fili smaltati capillari (dal 0,015 a 2.000 mm) di perfetta uniformità, anche ricoperti con seta, LITZ; Fili saldabili e fili autocementanti.
« Hawe » - COSTANTINA e NI-CR in fili e piattine, lucidi o smaltati o ricoperti in seta.

**SILVESTAR ■ Milano**
Via Visconti di Modrone, 21 - Tel. 792.791
**Rapp. RCA**

**SIPREL ■ Milano**
Via F.lli Gabba, - Tel. 861.096/7
**Complessi cambiadischi Garraro, valigie grammofoniche Supravox**

**VIANELLO ■ Milano**
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard co.
**Strumenti di misura, ecc.**

## Strumenti di misura

**BELOTTI ■ Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051-2-3

**I.C.E. ■ Milano** - Via Rutilia, 19/18 - Telefono 531.554/5/6

**INDEX ■ Sesto S. Giovanni**
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
**Ind. Costr. Strumenti Elettrici**

**MEGA ELETTRONICA ■ Milano** - Via Orombelli, 4 - Telef. 296.103
**Analizzatori, oscillatori, modulatori, voltmetri elettronici, generatori di segnali TV, oscilloscopi e analizzatori di segnali TV**

**PHILIPS ■ Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**SIAE ■ Milano**
Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

**SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

**TES ■ Milano**
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

**UNA ■ Milano**
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

**VORAX-RADIO ■ Milano**
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

## Accessori e parti staccate per radio e TV

**BALLOR rag. ETTORE ■ Torino** - Via Saluzzo, 11 - Telef. 651.148 - 60.038
**Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV**

**ENERGO ■ Milano**
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
**Filo autosaldante**

**FANELLI ■ Milano**
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
**Fili isolati in seta**

**FAREF ■ Milano**
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

**GALBIATI ■ Milano**
Via Lazzaretto, 17 - Tel. 652.097 - 664.147

**GALLETTI ■ Milano**
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580

**ISOLA ■ Milano** - Via Palestro, 4 - Telefono 795.551/4
**Lastre isolanti per circuiti stampati**

**LESA ■ Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

**MARCUCCI ■ Milano**
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

**MELCHIONI ■ Milano**
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

**MOLINARI ALESSANDRO ■ Milano**
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
**Fusibili per radiotelevisione**

**PHILIPS ▪ Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

**RADIO ARGENTINA ▪ Roma**
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

**RES ▪ Milano**
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
**Nuclei ferromagnetici**

**SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ▪ Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

**SINTOLVOX s.r.l. ▪ Milano**
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
**Apparecchi radio televisivi, parti staccate**

**SUVAL ▪ Milano**
Via Pezza, 47 - Tel. 487.727
**Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche**

**TASSINARI ▪ Gorla (Milano)**
Via Priv. Oristano, 9 - Tel. 25.71.073
**Lamelle per trasformatori**

**TERZAGO TRANCIATURE s.p.a. ▪ Milano**
Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
**Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo**

**VORAX RADIO ▪ Milano**
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

## *Radio Televisione Radiogrammofoni*

**AUTOVOX ▪ Roma**
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
**Televisori, Radio, Autoradio**

**DU MONT - Milano**
Via Montebello, 27 - Tel. 652646/7/8
Televisori

**GELOSO ▪ Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**IMCARADIO ▪ Milano**
Corso Venezia, 36 - Tel. 701.423
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**INCAR ▪ Vercelli**
Via Palazzo di Città, 5
**Televisori, Radio**

**ITALVIDEO ▪ Corsico (Milano)**
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
**Televisori**

**ITELECTRA ▪ Milano**
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
**Televisori, Radio**

**LA SINFONICA ▪ Milano**
Via S. Lucia, 2 - Tel. 84.82.020
**Televisori, Radio**

**NOVA ▪ Milano**
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
**Televisori, Radio**

**PHILIPS ▪ Milano**
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**PRANDONI DARIO ▪ Treviglio**
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
**Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation**

**PRODEL ▪ Milano**
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

**RAYMOND ▪ Milano**
Via R. Franchetti, 4 - Tel. 635.255
**Televisori, Radio**

**SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ▪ Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92
**Televisori, Radio e Radiogrammofoni**

**SINUDYNE - S.E.I. ▪ Ozzano Em. (Bologna)**
Tel. 891.101
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**TELEFUNKEN ▪ Milano**
P.zza Bacone, 3 - Tel. 278.556
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**TELEVIDEON ▪ Milano**
Viale Zara, 13 - Tel. 680.442
**Televisori, Radio e Radiogrammofoni**

**UNDA RADIO ▪ Milano**
Via Mercalli, 9 - Tel. 553.694
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**VAR RADIO ▪ Milano**
Via Solari, 2 - Tel. 483.935
**Radio, Radiogrammofoni**

**VEGA RADIO TELEVISIONE ▪ Milano**
Via Pordenone 8 - Tel. 23.60.241/2/3/4/5
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

**WATT RADIO ▪ Torino**
Via Le Chiuse, 61
**Televisori, Radio, Radiogrammofoni**

## *Resistenze*

**CANDIANI Ing. E ▪ Bergamo**
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

**ELETTRONICA METAL-LUX ▪ Milano**
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

**S.E.C.I. ▪ Milano**
Via G. B. Grassi, 97 - Tel. 367.190

## *Gettoniere*

**NATIONAL - Ing. CONSOLARO ▪ Milano**
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

**Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti alle ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.**

**Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.**